Untersuchungen zur Nachbildung von LC-Abzweig-Filtern in MOS-Technik

Dissertation
zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von
Wolfgang Kellner
Witten/Ruhr

Bochum 1981

Untersuchungen zur Nachbildung von LC-Abzweig-Filtern in MOS-Technik

Dissertation
zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von
Wolfgang Kellner
Witten/Ruhr

Bochum 1981

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Dissertation eingereicht am: 5. Januar 1981

Tag der mündlichen Prüfung: 16. Februar 1981

Referent: Prof. Dr.-Ing. H. Wupper

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. P. Dullenkopf

Inhalt

		Seite
1.	Einleitung	1
2.	RC-aktive Kettenschaltungen mit geringen Empfindlichkeiten	4
2.1	Empfindlichkeit von Filtern	4
2.2	Streuparameter-Synthese	7
2.3	Weiterentwicklung der Leapfrog-Synthese	13
	2.3.1 Tiefpässe	13
	2.3.2 Bandpässe	24
	2.3.3 Gemeinsame Eigenschaften	30
3.	Frequenzgang-Kompensation bei Integrierern und Invertern	35
3.1	Definition der Güte von Integrierern und Invertern	35
3.2	Invertierende Schaltungen	43
	3.2.1 Miller-Integrierer	44
	3.2.2 Inverter	48
3.3	Nichtinvertierende Integrierer	49
3.4	Aufbau von Differenzintegrierern unter Verwendung von Operationsverstärkern	54
3.5	Andere Differenzintegrierer	61
3.6	Vergleichende Betrachtungen	65
4.	CMOS-aktive Filter	68
4.1	Integrierbare Bauelemente für Leapfrog-Filter	68
4.2	Differenzintegrierer	73
	4.2.1 Gleichtaktunterdrückung und Linearität	75
	4.2.2 Folgerungen	88
4.3	Messungen an einem CMOS-aktiven Filter	91
	4.3.1 Dämpfungsverlauf	91
	4.3.2 Dynamikbereich	97
	4.3.3 Leistungsaufnahme	99
4.4	Filter mit Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen	100
4.5	Veränderung der Grenzfrequenz des Filters	103
5.	Zusammenfassung	105
Anhang A		107
Anhang B		111
Anhang C		114
Literaturverzeichnis		116

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41544708_0003

1. Einleitung

Obwohl die Miniaturisierung aktiver Filter seit den 50er Jahren erhebliche Fortschritte gemacht hat, ist eine erfolgreiche Realisierung durch monolithisch integrierte Halbleiter-Schaltungen noch nicht gelungen. Gleichwohl hat sich auch die Technik von Schichtschaltungs-Filtern durch die Entwicklung der Halbleitertechnik in dem Maße verändert, in dem die aktiven Bauelemente davon erfaßt wurden. Als man begann, LC-Filter durch RC-aktive Filter zu ersetzen, war der Einsatz von Verstärkern mit hohen Kosten und großer Leistungsaufnahme verbunden. Es ist jedoch von Nachteil, Filter höherer Ordnung mit nur einem Verstärker zu realisieren, da die Empfindlichkeiten gegenüber Veränderungen der Bauelemente dabei sehr groß sind. Als Kompromiß wurden Filter 1. und 2. Ordnung entwickelt |92|, die je einen Verstärker enthielten, und mit denen man durch Kaskadierung auch Übertragungsfunktionen höherer Ordnung realisieren konnte.

Inzwischen hat eine starke Miniaturisierung von aktiven Bauteilen stattgefunden. Seit es möglich ist, Operationsverstärker und andere komplexe Schaltungen monolithisch zu integrieren, sind eine Reihe von Schaltungskonzepten entstanden, die sich die Vorteile eines verstärkten Einsatzes von aktiven Bauelementen zunutze machen. Sie liegen insbesondere darin, daß unter Verzicht auf Spulen resistiv abgeschlossene LC-Abzweig-Filter nachgebildet werden können, die durch eine annähernde Leistungsanpassung geringe Empfindlichkeiten im Durchlaßbereich aufweisen |93|. Im Sperrbereich kommt ihnen die Abzweigstruktur zugute. Ein Überblick über verschiedene Ansätze wird in |18| gegeben.

Nun gibt es Anwendungsbereiche für Filter, die wegen der hohen Stückzahlen nach monolithischer Integration verlangen. Dies gilt besonders für Tiefpässe, die in PCM-Übertragungs-

systemen einerseits die Spektren der Eingangssignale vor der Abtastung begrenzen, und andererseits der Rückgewinnung analoger Signale aus den übertragenen Abtastwerten dienen. Wegen der Schwierigkeit, genaue Zeitkonstanten in Halbleiterschaltungen zu erzielen, ist man zur Entwicklung von Schalter-Kondensator-(SC-)Filtern übergegangen |78-86|, da sich Kapazitätsverhältnisse bei monolithischen Schaltungen sehr genau einhalten lassen. Derartige Filter haben freilich auch Nachteile gegenüber zeitkontinuierlichen Filtern. Als Abtast-Filter sollen sie nur solche analogen Signale verarbeiten, die frequenzbandbegrenzt sind, was in der Regel den Einsatz zusätzlicher Hilfsfilter erforderlich macht. Auch für die Rückgewinnung kontinuierlicher Signale aus Abtastwerten sind zusätzliche Hilfsfilter nötig.

Zu diesem Zweck werden heute meistens RC-Filter 1. Ordnung verwendet. Sie machen jedoch eine Taktfrequenz erforderlich, die weit oberhalb der Grenzfrequenz des SC-Filters liegt, welches dadurch sehr breitbandige Operationsverstärker benötigt. Zum Teil wird eine Taktfrequenz verwendet, die das Hundertfache der Grenzfrequenz des SC-Filters beträgt, so daß auch der Einfluß parasitärer Kapazitäten erheblich ist.

Der Einsatz von SC-Filtern mit niedriger Taktfrequenz kann nun dadurch erleichtert werden, daß Hilfsfilter höherer Ordnung in MOS-Technik entwickelt werden, die zusammen mit SC-Filtern auf demselben Chip integriert werden können. Damit wollen wir uns im folgenden beschäftigen. Mit dem weitergehenden Ziel, SC-Filter ganz durch monolithisch integrierte zeitkontinuierliche Filter zu ersetzen, ist in jüngster Zeit ein Filter in Bipolar-JFET-Technologie entwickelt worden |1,2|. Das Schaltungskonzept für den Aufbau des Filters mit Integrierern wurde dabei aus den "Leapfrog"-Filtern |3| abgeleitet.

Als Alternative zur Leapfrog-Synthese bietet sich an, Konverter- oder Inverter-Filter aufzubauen, die auf der Simulation von Immitanzen basieren |18|. Diese haben Vorteile hinsichtlich des Aufwandes an Operationsverstärkern, wenn man sie mit RC-aktiven Leapfrog-Schaltungen vergleicht. Durch die Verwendung von Halbleiter-Integrierern mit Differenz-Eingang läßt sich jedoch die Zahl der Operationsverstärker verringern, worauf wir später noch näher eingehen werden.

Andererseits eröffnet die Leapfrog-Synthese vielfältigere Anwendungsmöglichkeiten. Während bei der Simulation von LC-Filtern durch Konverter- oder Inverter-Filter ein Teil der Reaktanzen durch passive konstante Elemente nachgebildet wird, bietet eine geeignete Weiterentwicklung der Leapfrog-Filter weitreichende Möglichkeiten, die Filtereigenschaften elektronisch zu variieren. Wir werden uns mit der Aufgabe beschäftigen, ein solches Filter in MOS-Technik aufzubauen, die eine besonders hohe Integrationsdichte zuläßt.

Zuvor soll auf die Streuparameter-Filter eingegangen werden, die in der Klasse der sogenannten LTA (Linear Transformation Active) -Filter die wesentliche Alternative zu den Leapfrog-Filtern bilden.

Außerdem werden wir uns mit der Kompensation von parasitären Effekten beschäftigen, die bei der Realisierung von Filtern auftreten. Dabei werden wir sowohl herkömmliche RC-aktive Leapfrog-Filter betrachten als auch die daraus entwickelten integrierbaren Schaltungen, denn in beiden Fällen sind ähnliche Gesichtspunkte zu berücksichtigen.

2. RC-aktive Kettenschaltungen mit geringen Empfindlichkeiten

2.1 Empfindlichkeit von Filtern

Bei der Entwicklung von Filterschaltungen im Hinblick auf eine monolithische Integration ist es besonders wichtig, Strukturen zu finden, die eine geringe Empfindlichkeit der Übertragungseigenschaften gegenüber Abweichungen einzelner Schaltungs-Parameter von ihrem Sollwert gewährleisten, denn auf den nachträglichen Abgleich von Bauelementen, wie er in der Hybrid-Technik möglich und üblich ist, muß verzichtet werden.

Zur Definition der Empfindlichkeiten wollen wir von der Spannungsübertragungsfunktion $H(j\omega)$ ausgehen. $H(j\omega)$ hängt unter Berücksichtigung der Abschlußwiderstände am Eingang und Ausgang des Filters R_e bzw. R_a wie folgt mit der (Betriebs-) Dämpfung A und der (Betriebs-)Phase B zusammen (Bild 2.6):

$$H(j\omega) := \frac{U_o}{E} = \frac{1}{2}\cdot\sqrt{\frac{R_a}{R_e}}\cdot e^{-A-jB}$$

Bei Untersuchungen an RC-aktiven Bandpaßfiltern konnte ein enger Zusammenhang zwischen geringen Empfindlichkeiten des Dämpfungsverlaufs einerseits und des Phasenverlaufs andererseits gezeigt werden |95|, wie er sich für minimalphasige Systeme aus dem eindeutigen Zusammenhang zwischen der Dämpfung A und der Phase B herleiten läßt |23|. Es genügt dann, die Empfindlichkeiten der Dämpfung A oder des Betrages der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ zu betrachten.

Die Wirkung von Veränderungen eines reellen Parameters x_i auf $|H(j\omega)|$ läßt sich durch eine Taylor-Reihe beschreiben, deren lineares Glied zur Definition der Empfindlichkeit S herangezogen werden soll (vgl. |96|):

$$S^{|H|}_{x_i} = \frac{x_i}{|H(j\omega)|}\cdot\frac{\partial|H(j\omega)|}{\partial x_i} \qquad (2.1)$$

Höhere Glieder der Taylor-Reihe werden bei dieser Definition vernachlässigt, da wir unterstellen müssen, daß die Abweichungen der Bauelemente hinreichend klein sind, weil sonst das Filter unbrauchbar wird.

Die Definition einer relativen Empfindlichkeit ist nicht mehr sinnvoll, wenn parasitäre Effekte beschrieben werden sollen.

So wird es nicht immer ratsam sein, etwa bei der Angabe der Empfindlichkeit gegenüber einer Streukapazität oder gegenüber der endlichen Verstärkung eines Operationsverstärkers auf eine Größe zu normieren. In solchen Fällen kann die Betrachtung der absoluten Empfindlichkeit $\partial|H(j\omega)|/\partial x_i$ nützlicher sein.

Ein wesentliches Merkmal der hier betrachteten aktiven Filter besteht nun darin, daß damit nicht nur eine bestimmte Übertragungsfunktion realisiert, sondern auch die Struktur einer resistiv abgeschlossenen LC-Abzweig-Schaltung nachgebildet werden soll. Wenn aufwendige Berechnungen oder Messungen zur Bestimmung der Empfindlichkeiten beim aktiven Filter vermieden werden sollen, stellt sich daher die Frage, inwieweit ein Vergleich beider Schaltungen hinsichtlich der Empfindlichkeiten möglich ist.

Hierbei ist die oft wesentlich höhere Zahl an Bauelementen bzw. nichtparasitären Schaltungsparametern bei aktiven Filtern zu berücksichtigen. Hinzu kommt, daß bei den aktiven Nachbildungen oft nicht die gleichen Spannungen und Ströme wie beim LC-Vorbild erzeugt werden, sondern daß die Zustandsvariablen der beiden Filtertypen durch eine lineare Transformation miteinander verknüpft sind.

Eine Eins-zu-eins-Korrespondenz zwischen Elementen der passiven und der aktiven Schaltung liegt dadurch in vielen Fällen nicht vor.

Dennoch kann die Empfindlichkeit eines aktiven Filters gegenüber einem Parameter dann als gering bezeichnet werden, wenn gezeigt werden kann, daß eine kleine Änderung dieses Parameters die gleiche Wirkung hat wie eine geringe Änderung einiger weniger Elemente beim LC-Filter. Resistiv abgeschlossene LC-Filter haben nämlich geringe Empfindlichkeiten gegenüber allen Bauelementen. Diese Vergleichsmöglichkeit wollen wir uns bei einigen Schaltungstypen zunutze machen.

Es stellt sich dabei die Frage, ob es möglich ist, Reaktanzfilter hinsichtlich ihrer Empfindlichkeiten zu übertreffen. In der Tat ist es so, daß bei aktiven Filtern die Empfindlichkeiten gegenüber einzelnen Bauelementen wesentlich geringer sein können als bei LC-Filtern. Dies resultiert im wesentlichen aus der höheren Zahl an Bauelementen.

Wie sich durch Multiparameter-Analysen oder "Worst-case"-Betrachtungen zeigen läßt, liegt darin jedoch kein wirklicher Vorteil gegenüber LC-Filtern [25].

Im folgenden wollen wir uns nun mit einigen Realisierungsmöglichkeiten von Filtern mit geringen Empfindlichkeiten beschäftigen. Dabei wollen wir uns entsprechend dem eingangs Gesagten auf solche Schaltungstypen beschränken, die unter dem Gesichtspunkt der monolithischen Integration interessant sind und die Möglichkeit bieten, die Filter-Charakteristik, insbesondere die Grenzfrequenz, elektronisch zu verändern.

In jüngster Zeit ist bereits ein Leapfrog-Filter aus mehreren monolithisch integrierten Schaltungen aufgebaut worden [1,2]. Bevor wir uns mit der entsprechenden Schaltungstechnik genauer auseinandersetzen, wollen wir uns noch mit den Streuparameter-Filtern beschäftigen, da sie in der Gruppe der sogenannten LTA-Filter als die eigentliche Alternative zu den Leapfrog-Filtern angesehen werden können.

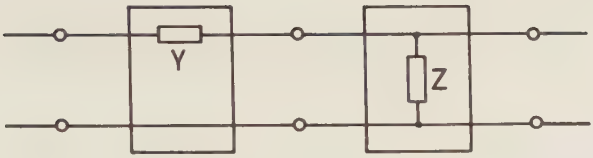


Bild 2.1 Beispiel einer Zerlegung einer Abzweigschaltung in Elementar-Zweitore

2.2 Streuparameter-Synthese

Bei diesem Synthese-Verfahren |4-12| wird das nachzubildende LC-Filter in eine Kettenschaltung von Elementar-Zweitoren zerlegt (Bild 2.1), die entweder eine Admittanz Y im Längszweig oder eine Impedanz Z im Querzweig enthalten. Die Spannungen U_i und Ströme $I_i, i \in \{1,2\}$ an den Klemmen jedes Zweitors werden in Wellengrößen A_i und B_i transformiert. Dazu betrachten wir ein Zweitor N (Bild 2.2 a), bei dem wir den Toren 1 und 2 positive Widerstände R_1 und R_2 zugeordnet haben.

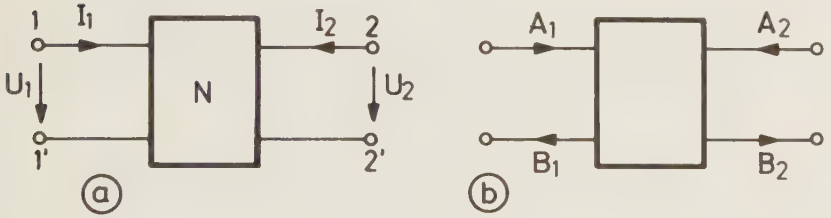


Bild 2.2 Spannungen und Ströme an einem Zweitor N (a), Wellenflußbild (b)

Es werden folgende Zusammenhänge definiert:

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \qquad \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Der Zusammenhang zwischen den hinlaufenden Wellen A_i und den rücklaufenden Wellen B_i wird durch die Streugleichung beschrieben:

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad , \text{ abgekürzt } \underline{B} = \underline{S} \cdot \underline{A}. \quad (2.3)$$

Nach diesen Gleichungen werden aktive Filterzellen entworfen, wobei die Wellengrößen A_i und B_i in der Regel durch Spannungen repräsentiert werden, bezogen auf Massepotential. Um unerwünschte Wechselwirkungen zwischen benachbarten Filterzellen infolge Belastung zu vermeiden, werden die den rücklaufenden Wellen entsprechenden Spannungen durch Verstärker mit kleinem Ausgangswiderstand erzeugt, wie es für ein Beispiel in Bild 2.3 dargestellt ist.

Der Umstand, daß jede aktive Filterzelle zwei Trennverstärker benötigt, führt nun zu einem erheblichen Aufwand an aktiven Bauelementen. Ihre Anzahl ist bei der Realisierung von Polynom-Tiefpässen etwa doppelt so groß wie der Grad der Übertragungsfunktion, da jede Einzel-Reaktanz durch eine aktive Filterzelle nachgebildet wird. Auch bei der Nachbildung von nichtkanonischen Filtern, insbesondere Filtern mit Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen, führt die Streuparameter-Synthese zumindest dann zu einer relativ großen Anzahl an Verstärkern , wenn aktive Filterzellen 1. Ordnung zu diesem Zweck zusammengeschaltet werden |4,5|.

Es sind daher Anstrengungen unternommen worden, diesen Aufwand zu verringern |6,11|, wobei zum Teil eine andere als die in (2.2) angegebene Transformation verwendet wurde |12,14|. Dabei wurden auch Schaltungen entwickelt, die den Leapfrog-Filtern recht ähnlich sind.

Auch die Empfindlichkeit der Streuparameter-Filter bleibt von der Tatsache nicht unbeeinflußt, daß in jedem Teilfilter zwei Ausgangssignale erzeugt werden müssen. Es ist dabei nämlich nicht zu vermeiden, daß bestimmte Bauelemente nur in einer der beiden Übertragungsrichtungen wirken.

So wird für den in Bild 2.3 wiedergegebenen Schaltungstyp gezeigt |4|, daß die Empfindlichkeiten gegenüber einigen passiven Bauteilen nicht so gering sind wie beim LC-Filter. Für die Schaltung nach Bild 2.4 |9,10| nimmt BRACKETT bezüglich der Widerstandsverhältnisse α und β jedoch die gleichen geringen Empfindlichkeiten wie beim Referenzfilter in Anspruch. Wir wollen dies im folgenden nachprüfen für Frequenzen, bei denen Dämpfungsnullstellen auftreten und die Empfindlichkeit des LC-Filters gegenüber jeder Reaktanz gleich Null ist.

Der Rechengang wird hier nur in Auszügen wiedergegeben, eine ausführliche Darstellung enthält der Anhang A. Nimmt man die Operationsverstärker als ideal an, so läßt sich die Schaltung in Bild 2.4 durch folgende Gleichungen beschreiben:

$$B_1 = (1-S_{12})A_1 + S_{12}A_2 \text{ mit } S_{12} := (1+\alpha)Z_1/(Z_1+Z+Z_2) \quad (2.4)$$

$$B_2 = S_{21}A_1 + (1-S_{21})A_2 \text{ mit } S_{21} := (1+\beta)Z_2/(Z_1+Z+Z_2) \quad (2.5)$$

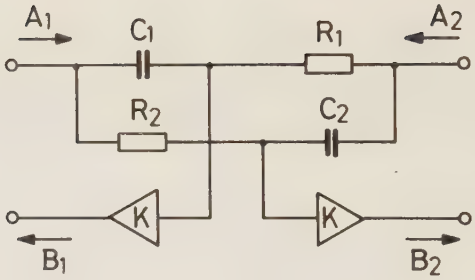


Bild 2.3 Filterzelle zur Simulation einer Induktivität im Längszweig nach WUPPER |4|

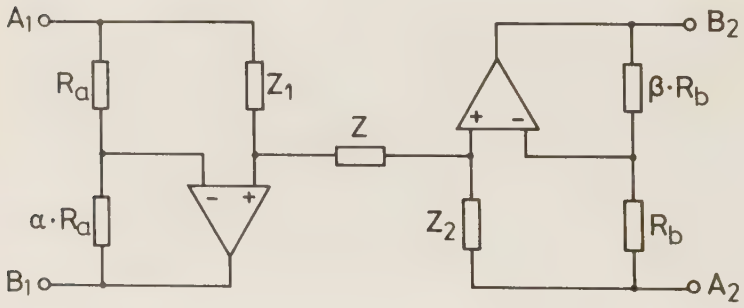


Bild 2.4 Filterzelle zur Simulation einer Reaktanz im Längszweig nach BRACKETT |10| bzw. HARITANTIS et.al. |9|

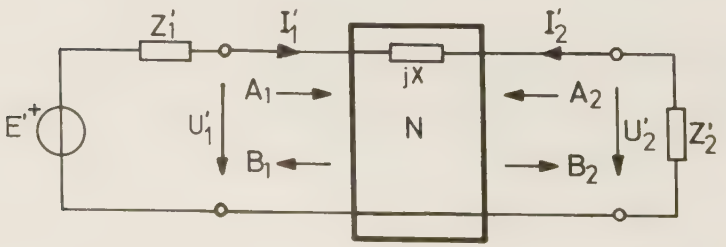


Bild 2.5 Filterzelle N mit Beschaltung

Wir wollen im folgenden die Zelle nach Bild 2.4 als Bestandteil eines Streuparameter-Filters auffassen und uns für den Zusammenhang zwischen den Transmittanzen S_{12} und S_{21} der Zelle und der Übertragungsfunktion des Filters interessieren.

Da wir uns auf Frequenzen ω_i beschränken wollen, bei denen das nachgebildete LC-Filter Dämpfungsnullstellen hat, wollen wir die Gleichungen (2.4) und (2.5) zunächst als Beschreibung einer Zelle N ansehen, welche Bestandteil dieses LC-Filters ist. Auf eine physikalische Interpretation der Parameter α und β werde dabei verzichtet.

Das Zweitor N möge gemäß Bild 2.5 im Idealfall nur eine Reaktanz jX im Längszweig enthalten. Der Fall der Leistungsanpassung bei einer Frequenz ω_i kann unter Verwendung von Impedanzen

$$Z_1' = R' + jX_1' \quad \text{und} \quad Z_2' = R' + jX_2' \tag{2.6}$$

beschrieben werden, die nach Bild 2.5 die Beschaltung der Zelle N symbolisieren. Es ergibt sich

$$H_i' := \frac{U_2'}{E'}\Bigg|_{\omega=\omega_i} = \frac{Z_2'}{Z_1'+jX+Z_2'} = \frac{Z_2'}{2R'} \tag{2.7}$$

Wie im Anhang A gezeigt wird, besteht zwischen den Transmittanzen S_{12} und S_{21} der Zelle N und der Funktion $H'(j\omega) := U_2'/E'$ folgender Zusammenhang:

$$H'(j\omega) = \frac{R_1 Z_2' S_{21}}{2R_1R_2 + R_2(Z_1'-R_1)S_{12} + R_1(Z_2'-R_2)S_{21}} \tag{2.8}$$

Die Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ des gemäß Bild 2.6 beschalteten LC-Filters sei

$$H(j\omega) = U_o/E.$$

Die Empfindlichkeit von $|H(j\omega)|$ gegenüber α und β läßt sich berechnen, indem zunächst unter Verwendung vom (2.4), (2.5) und (2.8) die Ableitungen $\partial H'(j\omega)/\partial\alpha$ und $\partial H'(j\omega)/\partial\beta$ bestimmt werden. Wegen der Proportionalität der Spannungen U_2' bzw. E' in Bild 2.5 zu den Spannungen U_o bzw. E in Bild 2.6 gilt außerdem

$$\frac{1}{H(j\omega)} \cdot \frac{\partial H(j\omega)}{\partial \alpha} = \frac{1}{H'(j\omega)} \cdot \frac{\partial H'(j\omega)}{\partial \beta} \quad .$$

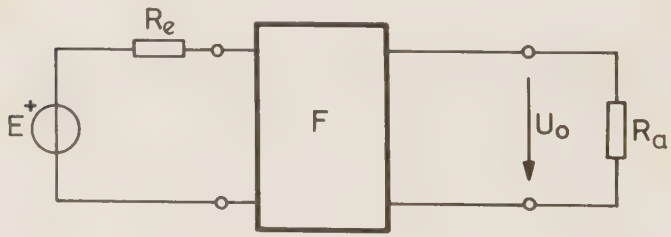


Bild 2.6 Filter F mit Beschaltung

Für die Empfindlichkeit von $|H_i| := |H(j\omega_i)|$ gegenüber α ergibt sich schließlich (vgl. Anhang A)

$$S_\alpha^{|H_i|}\Big|_{\alpha=1} = \frac{\alpha}{|H_i|} \cdot \frac{\partial |H_i|}{\partial \alpha}\Big|_{\alpha=1} = \frac{R_2}{4} \cdot \left(\frac{1}{R'} - \frac{1}{R_1} \right) \quad . \qquad (2.9)$$

Entsprechend findet man

$$S_\beta^{|H_i|}\Big|_{\beta=1} = \frac{\beta}{|H_i|} \cdot \frac{\partial |H_i|}{\partial \beta}\Big|_{\beta=1} = \frac{1}{2} + \frac{R_2}{4} \cdot \left(\frac{1}{R'} - \frac{1}{R_2} \right) \quad . \qquad (2.10)$$

Für die in |10| getroffene Wahl $R_1 = R_2 = R$ folgt

$$S_\alpha^{|H_i|}\Big|_{\alpha=1} = \frac{R-R'}{4R'} \qquad S_\beta^{|H_i|}\Big|_{\beta=1} = \frac{1}{2} + S_\alpha^{|H_i|}\Big|_{\alpha=1} \quad .$$

Diese Gleichungen lassen erkennen, daß die Empfindlichkeiten gegenüber α und β zwar klein, aber zugleich nicht gleich Null sein können.

2.3 Weiterentwicklung der Leapfrog-Synthese

Bei der bisher betrachteten Streuparameter-Synthese werden LC-Abzweigschaltungen in Zweitore zerlegt (Bild 2.1), die jeweils durch zwei Spannungen und zwei Ströme und folgerichtig auch durch vier Wellengrößen A_i bzw. B_i beschrieben werden (Bild 2.2). Es fällt jedoch auf, daß an einer Impedanz im Querzweig die beiden Torspannungen gleich sind und an einer Admittanz im Längszweig die Torströme entgegengesetzt gleich sind. Dies läßt sich ausnutzen, um bei der Nachbildung durch aktive Filterzellen mit weniger Verstärkern auszukommen |13|, ein Vorteil, der auch bei der Leapfrog-Synthese genutzt wird |3|.

Auch unter dem Gesichtspunkt der monolithischen Integration ist eine verringerte Zahl an Verstärkern von Bedeutung, da sie eine geringere Leistungsaufnahme und einen kleineren Flächenbedarf auf dem Chip mit sich bringt.

Auf die unterschiedlichen Aspekte, die bei der Nachbildung von Tief- oder Bandpässen zu beachten sind, wollen wir im folgenden eingehen.

2.3.1 Tiefpässe

Zunächst wollen wir die Simulation eines Polynom-Tiefpasses unter Anwendung der Leapfrog-Synthese betrachten. Bild 2.7 zeigt einen einfachen LC-Tiefpaß dritter Ordnung und ein daraus abgeleitetes aktives Filter, welches aus

zwei invertierenden und einem nicht-invertierenden Integrierer aufgebaut ist. Das Referenzfilter läßt sich durch folgende Gleichungen beschreiben, wobei unter $p=\sigma+j\omega$ die komplexe Frequenz verstanden wird:

$$U_1 = (J-I_2-U_1/R)/pC_1$$

$$I_2 = (U_1-U_3)/pL_2 \qquad (2.11)$$

$$U_3 = (I_2-I_4)/pC_3 = (I_2-U_3/R)/pC_3 \quad .$$

Die Darstellung des LC-Filters in Bild 2.7 mit einer Stromquelle am Eingang und die Beschreibung durch das Gleichungssystem (2.11) sind so gewählt, daß der Zusammenhang mit dem aktiven Filter im folgenden leicht gezeigt werden kann.

Die Übertragungsfunktion von Intergrierern, wie sie zur Nachbildung des LC-Filters verwendet werden, soll für das Beispiel zweier Miller-Integrierer angegeben werden, wobei wir die Operationsverstärker als ideal annehmen wollen. Der invertierende Integrierer (Bild 2.8a) läßt sich beschreiben durch

$$U_o \quad (-\frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_2})/pC_1 \qquad (2.12)$$

Für den nichtinvertierenden Integrierer (Bild 2.8b) gilt

$$U_o = \frac{R_b}{R_a}\cdot(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2})/pC_2 \qquad (2.13)$$

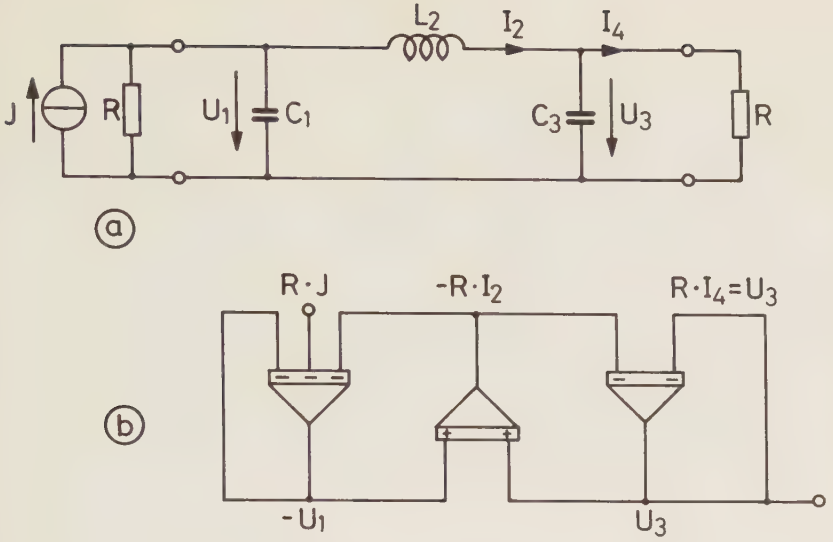


Bild 2.7 Leapfrog-Synthese am Beispiel eines Polynom-Tiefpasses

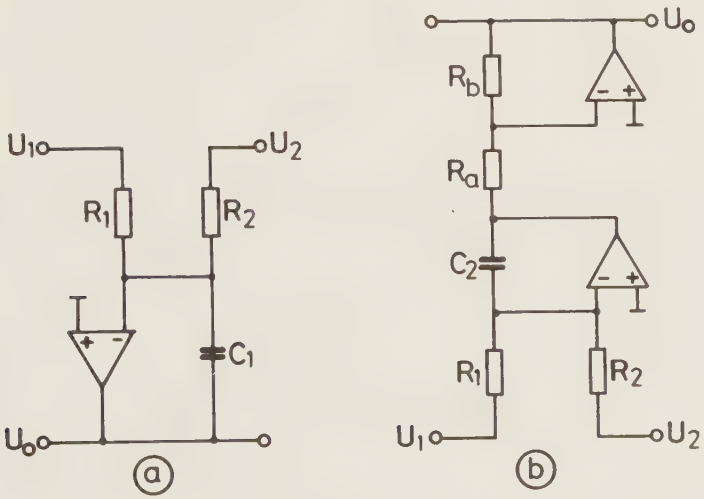


Bild 2.8 Invertierender (a) und nicht-invertierender (b) Miller-Integrierer

Dieses Prinzip läßt sich auch auf mehr als zwei Eingangsspannungen je Integrierer übertragen.

Die Beschreibung der Integrierer enthält keine Ströme, sondern nur Eingangs- und Ausgangsspannungen. Deshalb werden die im LC-Filter auftretenden Ströme auf einen Widerstand normiert, der gleich dem Wert R der beiden Abschlußwiderstände gewählt wird. Um das LC-Filter (Bild 2.7a) unter Verwendung möglichst weniger Verstärker nachbilden zu können, formt man das Gleichungssystem (2.11) zweckmäßig so um, daß zwei invertierende und ein nicht-invertierender Integrierer benötigt werden (Bild 2.7b):

$$-U_1 = (-RJ-(-RI_2)-(-U_1))/pRC_1$$

$$-RI_2 = ((-U)+U_3)R/pL_2$$

$$U_3 = (-(-RI_2)-RI_4)/pRC_3 \quad .$$

Nicht-invertierende Integrierer mit nur einem Operationsverstärker |16,17| können, anders als Miller-Integrierer, nicht ohne weiteres mit mehr als einem Eingang ausgestattet werden und haben außerdem Nachteile durch größere Empfindlichkeiten. Man versucht deshalb in der Regel, die Zahl der nicht-invertierenden Integrierer möglichst klein zu halten. Einsparungsbemühungen stoßen dabei jedoch auf eine ähnliche Grenze, wie sie für LC-Filter hinsichtlich einer Verringerung der Zahl der Induktivitäten besteht.

Will man nun Integrierer als monolithisch integrierte Halbleiterschaltungen realisieren, dann bereiten die Operationsverstärker dabei keine grundsätzlichen Schwierigkeiten. Auch Kondensatoren können als hochwertige Oxid-Kondensatoren mit SiO_2-Isolator in integrierter Form her-

gestellt werden. Die Kapazität eines einzelnen Kondensators sollte dabei jedoch auf maximal 100pF beschränkt werden. Bei Integrierern würde dies den Einsatz besonders hochohmiger Widerstände erfordern, die sich jedoch nicht als hochwertige Bauelemente integrieren lassen.

Als Ausweg bietet sich nun die Verwendung von Differenzspannungs-gesteuerten Stromquellen an, wie sie als Eingangsstufen bei Operationsverstärkern bekannt sind. Bild 2.9a zeigt das Blockschaltbild eines Integrierers mit einer solchen Eingangsstufe, der im folgenden als Differenz-

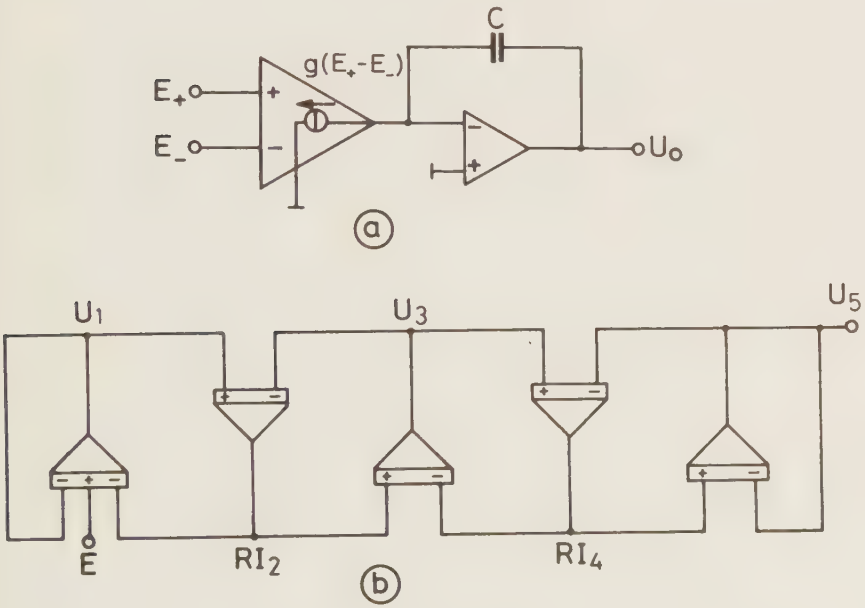


Bild 2.9 Blockschaltbild eines Differenzintegrierers (a), Polynom-Tiefpaß mit Differenzintegrierern (b), [1]

integrierer bezeichnet werden soll. Er kann durch eine Zeitkonstante T=C/g charakterisiert werden, die sich aus der Kapazität C und der Steilheit g der Eingangsstufe ergibt:

$$U_a = (E_+ - E_-) \cdot g/pC = (E_+ - E_-)/pT \quad . \qquad (2.14)$$

Die Nachbildung eines Polynom-Tiefpasses unter Verwendung von Differenzintegrierern läßt sich, ausgehend von Gleichung (2.11), ähnlich der in Bild 2.7 dargestellten Leapfrog-Synthese durchführen. Eine Anwendung des Verfahrens auf Polynom-Tiefpässe höherer Ordnung ist einfach. Bild 2.9b zeigt einen Tiefpaß fünfter Ordnung mit Differenzintegrierern. Der Integrierer am Filtereingang kann mit Hilfe zweier Eingangsstufen nach Bild 2.9a realisiert werden, indem man die beiden gesteuerten Stromquellen parallelschaltet. Auf die zahlreichen Gesichtspunkte, die beim Entwurf von Differenzintegrierern zu berücksichtigen sind, soll später noch ausführlich eingegangen werden. Es werden hier nur kurz drei wesentliche Unterschiede festgehalten, die sich aus dem Einsatz von Differenzintegrierern anstelle von RC-aktiven Integrierern ergeben.

Bei RC-aktiven Polynom-Tiefpässen, wie sie durch das Beispiel in Bild 2.7b vorgestellt wurden, ist jeder zweite Integrierer ein nicht-invertierender, zu dessen Realisierung zwei Operationsverstärker benötigt werden. Demgegenüber läßt sich nach dem in Bild 2.9b angegebenen Prinzip ein LC-Polynom-Tiefpaß so nachbilden, daß je Reaktanz nur ein Operationsverstärker erforderlich ist. Der Aufwand an Verstärkern ist dadurch ähnlich günstig wie bei jenen Filtern, in denen Immitanz-Konverter oder -Inverter (z. B. Gyratoren) verwendet werden [18]. Gegenüber diesen Schaltungen bieten Differenzintegrierer je-

doch erweiterte Anwendungsmöglichkeiten, da sich die Eingangsstufen so bauen lassen, daß sich die Steilheit g leicht verstellen läßt; damit werden wir uns später noch genauer befassen.

Ein wichtiger Gesichtspunkt beim Einsatz von Differenzintegrierern ist die Gleichtaktunterdrückung. Handelsübliche monolithische Schaltungen mit Differenz-Eingangsstufen wie Operations- und Videoverstärker erreichen je nach Aufwand Werte zwischen 60 und 100 dB. Es ist aufgrund dieser relativ hohen Werte zu erwarten, daß der Einsatz vergleichbarer Eingangsstufen in Filtern bei Frequenzen von einigen Kilohertz keine Schwierigkeiten durch zu geringe Gleichtaktunterdrückung mit sich bringt.

Differenzintegrierer haben hinsichtlich der Gleichtaktunterdrückung einen Vorteil gegenüber addierenden Integrierern in Hybridtechnik, wie sie in Bild 2.8 dargestellt sind. Bei Hybrid-Schaltungen lassen sich Widerstandsverhältnisse in der Regel nicht so exakt herstellen, daß der relative Fehler auch nach einem Abgleich ähnlich klein ist wie die Gleichtaktverstärkung bei monolithischen Schaltungen mit Differenzeingang. Die Empfindlichkeiten bei RC-aktiven Filtern in dieser Hinsicht sind freilich nicht groß. GIRLING und GOOD beschreiben die Wirkung von Abweichungen bei Widerständen in Leapfrogfiltern durch passive Ersatzschaltungen, die geänderte Reaktanzen und zusätzliche Übertrager enthalten [3]. Einen Anhaltspunkt zur Beurteilung der Empfindlichkeiten bietet Bild 2.7b. Der Integrierer am Filterausgang ist über einen seiner Eingänge rückgekoppelt. Dadurch ist der Integrationskapazität ein Widerstand parallelgeschaltet (vgl. Bild 2.8a), der die gleiche Aufgabe erfüllt wie der Abschlußwiderstand beim LC-Filter. Es läßt sich nun zeigen [3], daß Abweichungen entsprechender Widerstände in den übrigen Integrierern eines Leapfrog-Filters eine

ähnliche Wirkung haben wie eine Veränderung an diesem Widerstand, die einen wenig frequenzabhängigen Einfluß auf die Übertragungsfunktion H(jω) des Filters hat.

Nachdem wir uns bisher nur mit der Nachbildung von LC-Polynom-Tiefpässen beschäftigt haben, wollen wir im folgenden Tiefpässe betrachten, die Dämpfungspole bei endlichen Frequenzen haben (Bild 2.10a). Es sind entsprechende RC-aktive Filter bekannt, die mit geringem zusätzlichem Aufwand gegenüber Polynomfiltern auskommen |19,27|, jedoch größere Empfindlichkeiten als LC-Filter haben.

Von Vorteil sind in dieser Hinsicht Schaltungen, wie sie für die Simulation von LC-Filtern auf dem Analogrechner entwickelt wurden |20,21|. Im folgenden wird gezeigt, wie ein LC-Filter in Anlehnung an eine Analogrechner-Schaltung durch ein aktives Filter nachgebildet werden kann, welches ausschließlich Differenzverstärker und -integrierer enthält (Bild 2.10). Das LC-Filter läßt sich beschreiben durch

$$I_o \quad J - U_1/R - J - (I_o - I_2)/pC_1R$$

$$I_2 - \left(\frac{I_o - I_2}{C_1} + \frac{I_4 - I_2}{C_3}\right)\left(C_2 + \frac{1}{p^2 L_2}\right) \qquad (2.15)$$

$$I_4 = U_3/R = (I_2 - I_4)/pC_3R \quad .$$

Das aktive Filter wird mit Hilfe der frequenzunabhängigen Verstärkungfaktoren K_i, $i \in \{0,1,2,3,4\}$ der Differenzverstärker und der Zeitkonstanten T_j, $j \in \{0,1,2,3\}$ der Differenzintegrierer beschrieben:

$$RI_o = K_o(RJ - K_1 \cdot (RI_o - RI_2)/pT_o)$$

$$RI_2 = K_2K_4(K_1(RI_o - RI_2) + K_3(RI_4 - RI_2)) \cdot (1 + 1/p^2T_1T_2) \qquad (2.16)$$

$$RI_4 = K_3(RI_2 - RI_4)/pT_3 \quad .$$

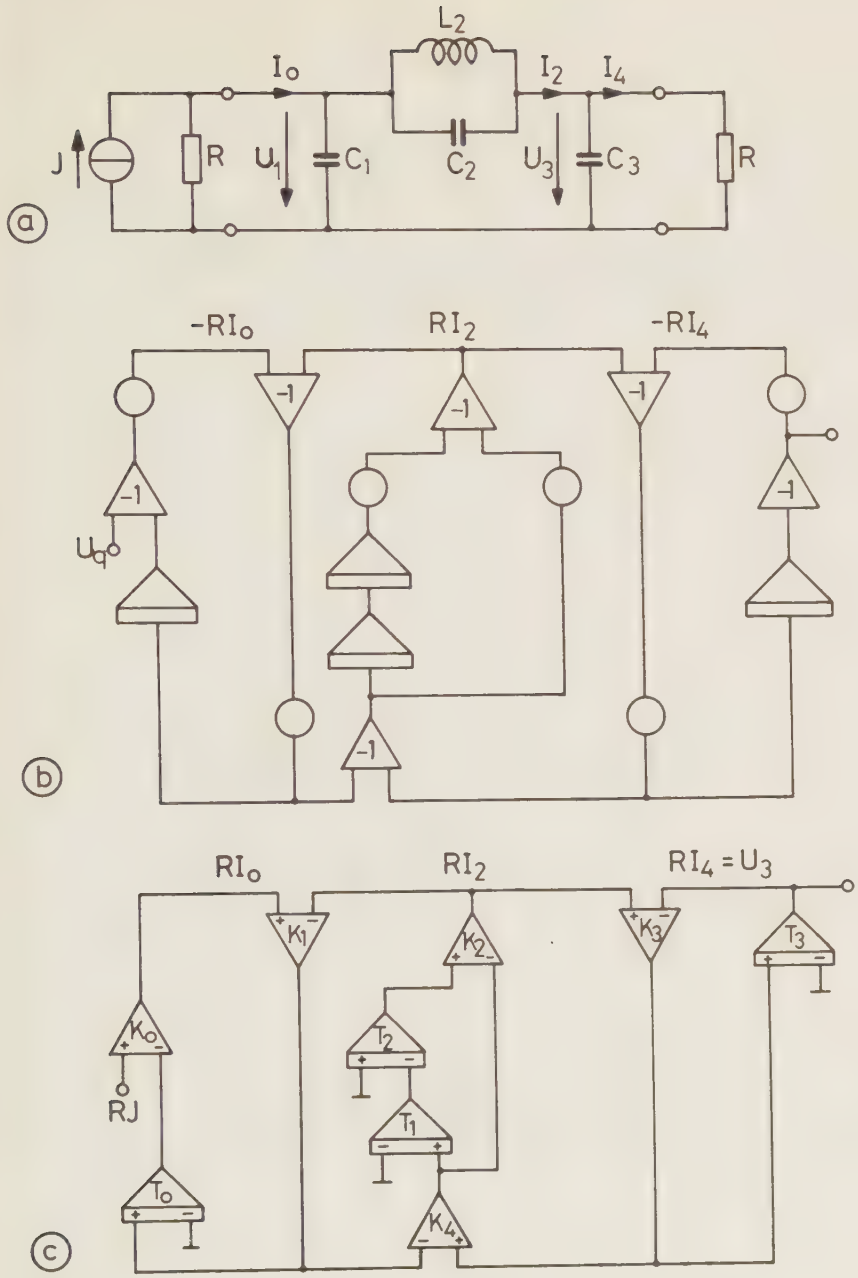


Bild 2.10 Simulation eines LC-Tiefpasses (a) auf dem Analogrechner (b) [20], aktives Filter (c)

Die Größen RI_i werden dabei als Ausgangsspannungen von Verstärkern, bezogen auf Massepotential, erzeugt.

Die Skalierungsfaktoren, die bei der Analogrechner-Schaltung durch Kreisringe angedeutet sind, werden bei der aktiven Filterschaltung durch die Verstärkungsfaktoren K_i berücksichtigt.

Ein Vergleich der beiden Gleichungssysteme (2.15) und (2.16) zeigt, daß Veränderungen der Konstanten K_i oder T_j, solange sie reell bleiben, in ihrer Wirkung vergleichbar sind mit Veränderungen einzelner oder mehrerer Komponenten des LC-Filters. So kann z. B. eine Veränderung von K_1 durch die gleiche Änderung von $1/C_1$ simuliert werden, eine Veränderung von K_2 oder K_4 durch eine analoge Änderung von $1/C_1$ und $1/C_3$. Entsprechendes gilt für L_2 bezüglich T_1 oder T_2. Solche Vergleichsmöglichkeiten lassen sich für alle Konstanten K_i und T_j angeben. Die Empfindlichkeiten des aktiven Filters sind also mit denen des LC-Filters vergleichbar und erreichen wie bei diesem an den Dämpfungsnullstellen den Wert Null. Dabei ist allerdings zu beachten, daß das Gleichungssystem (2.16) das aktive Filter nur dann hinreichend genau beschreibt, wenn die Differenzverstärker und -integrierer eine gute Gleichtaktunterdrückung und die Operationsverstärker eine hohe Verstärkung haben.

Vergleicht man die Zahl der Bauelemente, so stellt man fest, daß das aktive Filter im Gegensatz zu dem nichtkanonischen LC-Filter nur die nach dem Grad der Übertragungsfunktion mindestens erforderliche Anzahl an Reaktanzen enthält.

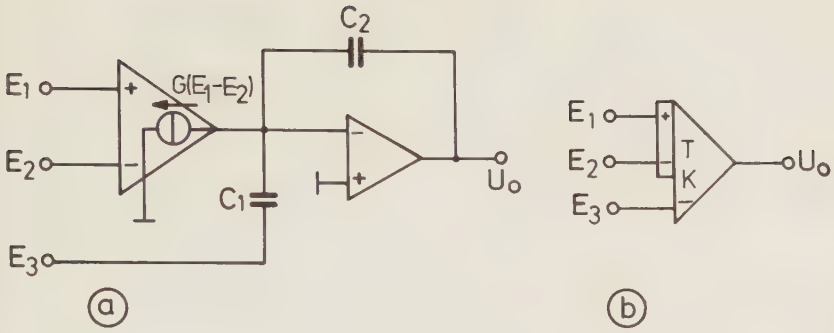


Bild 2.11 Inverter-Integrierer (a), Symbol (b)

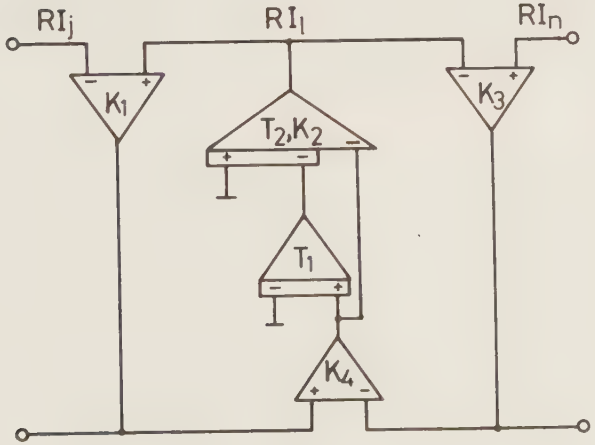


Bild 2.12 Filterzelle mit Inverter-Integrierer

Dagegen ist die Zahl der Differenzverstärker beträchtlich. Sie läßt sich verringern, wenn man Inverter-Integrierer einsetzt (Bild 2.11). Verglichen mit Differenzintegrierern erfüllen sie eine zusätzliche nicht-integrierende Funktion. Mit $T:=C_2/G$ und $K:=C_1/C_2$ gilt

$$U_o = \frac{E_1-E_2}{pT} - E_3 \cdot \frac{C_1}{C_2} = \frac{E_1-E_2}{pT} - K \cdot E_3 \ .$$

Ohne die Empfindlichkeiten zu vergrößern, kann man unter Verwendung eines Inverter-Integrierers die Filterzelle nach Bild 2.12 realisieren, für die gilt:

$$RI_1 = K_4(K_1(RI_j-RI_1)+K_3(RI_n-RI_1)) \cdot (K_2+1/p^2T_1T_2) \ .$$

Diese Zelle kann zur Simulation des Parallelschwingkreises in Bild 2.10 verwendet werden. Mit diesem Beispiel wollen wir die Beschäftigung mit Tiefpässen zunächst abschließen. Die praktische Realisierung von Tiefpässen mit Hilfe von Differenzintegrierern wird später ausführlich erörtert.

2.3.2 Bandpässe

Wie bei den im vorangegangenen Abschnitt betrachteten Tiefpässen, wollen wir jetzt bei der Entwicklung von Bandpässen Schaltungen finden, die sich unter Verzicht auf Schicht-Widerstände ausschließlich mit Hilfe von Differenzverstärkern und -integrierern realisieren lassen. Bild 2.13 zeigt an einem einfachen Beispiel, wie ein Bandpaß in Anlehnung an die Leapfrog-Synthese einem LC-Abzweigfilter nachgebildet werden kann. Das Referenzfilter läßt sich durch folgende Gleichungen beschreiben

$$U_1 = (J-I_2-U_1/R)/(pC_1+1/pL_1)$$

$$I_2 = (U_1-U_3)/(pL_2+1/pC_2) \qquad (2.17)$$

$$U_3 = (I_2-I_4)/(pC_3+1/pL_3) = RI_4 \ .$$

Die entsprechenden Gleichungen für das aktive Filter in Bild 2.13 b lauten:

$$U_1 = K_3(RJ-RI_2-U_1)/(pT_6+1/pT_5)$$

$$RI_2 = K_1(U_1-U_3)/(pT_2+1/pT_1) \qquad (2.18)$$

$$U_3 = K_2(RI_2-RI_4)/(pT_4+1/pT_3)$$

Auch hier haben wir wie bei den Tiefpässen parasitäre Effekte, wie sie etwa durch eine nicht unendlich hohe Verstärkung von Operationsverstärkern auftreten können, nicht berücksichtigt. Unter Beachtung dieser Voraussetzung können die folgenden Aussagen über die Empfindlichkeiten gemacht werden.

Ein Vergleich der beiden Gleichungssysteme (2.17) und (2.18) läßt erkennen, daß zwischen den Induktivitäten und Kapazitäten des LC-Filters einerseits und den Zeitkonstanten T_i, $i\in\{1,2,3,4,5,6\}$ der Integrierer andererseits eine Eins-zu-eins-Korrespondenz besteht und die Empfindlichkeiten deshalb die gleichen sind. Den Verstärkungsfaktoren K_j, $j\in\{1,2,3\}$ der Differenzverstärker läßt sich außerdem jeweils eine Kapazität und eine Induktivität so zuordnen, daß Veränderungen eines Verstärkungsfaktors durch geeignete Änderungen der beiden zugeordneten passiven Bauelemente simuliert werden können. Die Empfindlichkeiten sind also auch in dieser Hinsicht gering.

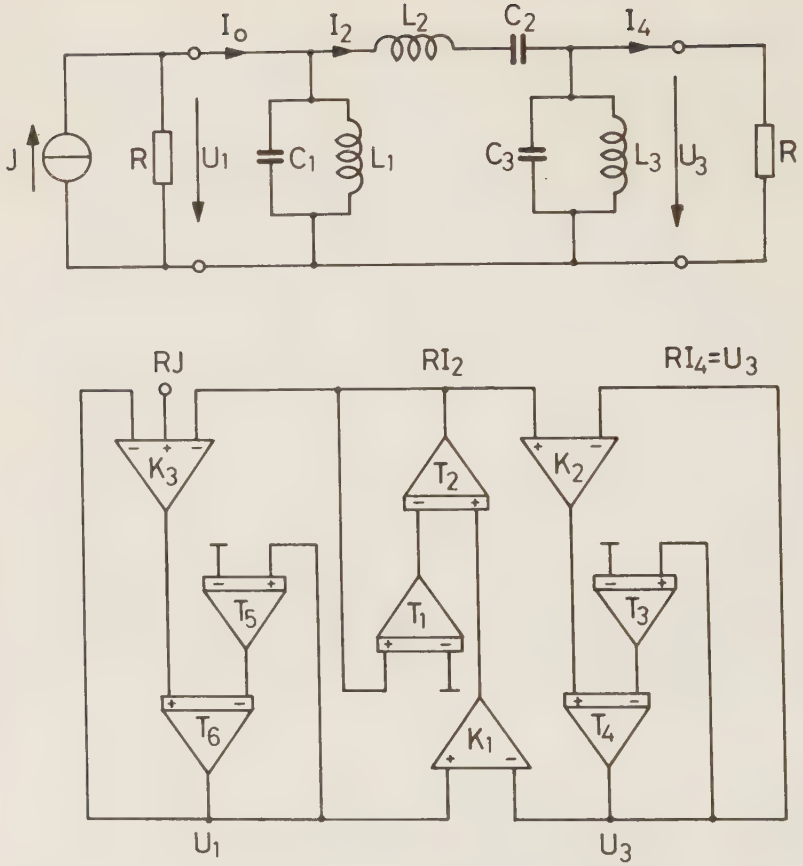


Bild 2.13 Zur Simulation eines LC-Bandpaß-Filters

Bekanntlich gibt es eine Transformation, mit deren Hilfe aus Tiefpässen gewinnen lassen |74|:

$$p \longrightarrow \frac{\omega_g \omega_o}{B} \cdot \left(\frac{p}{\omega_o} + \frac{\omega_o}{p} \right).$$

Dabei ist ω_g die Grenzfrequenz des Tiefpasses, ω_o und B sind die Mittenfrequenz bzw. die Bandbreite des Bandpasses. Auf diese Weise wird z. B. eine Induktivität L in einen Reihenschwingkreis transformiert, der eine Induktivität L' und eine Kapazität C' enthält:

$$pL \longrightarrow p \cdot \frac{\omega_g L}{B} + \frac{\omega_g \omega_o^2 L}{pB} = pL' + 1/pC' \quad .$$

Bei der Nachbildung des Tiefpasses durch ein aktives Filter gemäß Bild 2.7 würde ein zugehöriger Integrierer mit der Zeitkonstanten T = L/R benötigt. Ein Reihenschwingkreis läßt sich im Rahmen einer Bandpaß-Nachbildung gemäß (2.17) und (2.18) durch einen Differenzverstärker und zwei Integrierer ersetzen, deren Konstanten K' und T_L bzw. T_C heißen sollen und folgende Gleichungen erfüllen müssen:

$$T_L/K' = L'/R = \frac{\omega_g L}{RB}$$

$$T_C \cdot K' = C' \cdot R = \frac{RB}{\omega_g \omega_o^2 L}$$

Durch geeignete Wahl von K' läßt es sich verhindern, daß stark unterschiedliche Zeitkonstanten T_L und T_C in Kauf genommen werden müssen, während sich die Werte von T_L/K' und $T_C \cdot K'$ bei relativ kleiner Bandbreite B sehr stark voneinander unterscheiden können.

Der Aufwand an Bauelementen läßt sich überall da gering halten, wo einem Differenzverstärker nur ein einzelner Integrierer nachgeschaltet ist. Statt eines vollständigen Differenzverstärkers wird dann nämlich nur eine zusätzliche Eingangsstufe beim Integrierer benötigt. Ein Filter wie in Bild 2.13 besteht dann nur noch aus sechs Integrierern, die außer den Eingangsstufen je einen Operations-

verstärker und einen Kondensator erfordern.

Als weiteres Beispiel ist in Bild 2.14 eine Zelle eines Bandpasses dargestellt, der Dämpfungspole bei endlichen Frequenzen hat. Eine Gegenüberstellung des passiven und des aktiven Filters ergibt

$$I_1 = \frac{pC_1'(U_k - U_m)}{1 + \frac{p^2 C_1' L_1}{1 + p^2 C_1 L_1}} \qquad U_m = \frac{I_1 - I_n}{pC_m' + \frac{pC_m}{1 + p^2 C_m L_m}}$$

$$RI_1 = \frac{K_1 K_3 (pU_k - pU_m)}{1 + \frac{p^2 K_3 T_1 T_2}{1 + p^2 T_1 T_2 / K_2}} \qquad pU_m = \frac{K_4 K_5 (RI_1 - RI_n)}{1 + \frac{K_5}{1 + p^2 T_3 T_4}}$$

Wiederum gilt für die Empfindlichkeiten, daß sie offensichtlich ähnlich günstig sind wie beim LC-Filter, vorausgesetzt, daß der Einfluß zusätzlicher parasitärer Effekte vernachlässigbar ist.

Eine Filterzelle nach Bild 2.14, welche sich passiv aus sechs Reaktanzen aufbauen läßt, kann unter Verwendung von sieben Operationsverstärkern und vier Kondensatoren nachgebildet werden. Dabei ist je ein Operationsverstärker anzusetzen, nachdem man die mit K_1 und K_4 gekennzeichneten Verstärker mit den nachgeschalteten Differenzverstärkern zusammengefaßt hat. Ein vollständiger Bandpaß läßt sich fast ganz aus Filterzellen gemäß Bild 2.14 aufbauen, wenn man von speziellen Zellen am Eingang und Ausgang des Filters absieht.

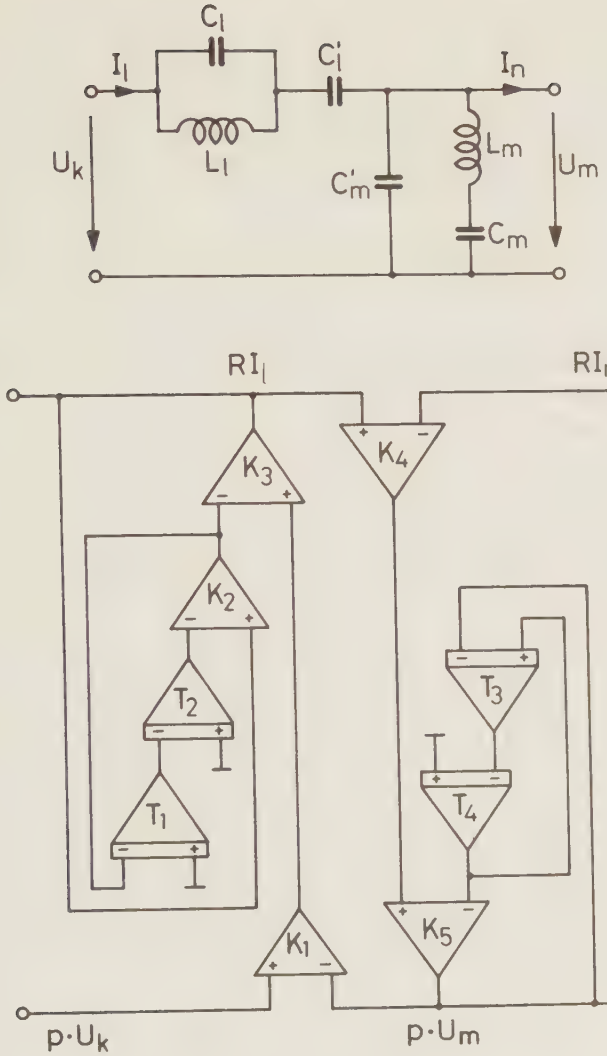


Bild 2.14 Zelle eines Bandpasses mit Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen

2.3.3 Gemeinsame Eigenschaften

Nachdem wir an mehreren Beispielen die Nachbildung von LC-Tiefpässen und -Bandpässen mit Hilfe von Differenzintegrierern und -verstärkern betrachtet haben, sollen noch einmal die gemeinsamen Merkmale festgehalten werden.

Wichtigstes Ziel war es, die geringen Empfindlichkeiten von resistiv abgeschlossenen LC-Abzweigfiltern bei der Nachbildung durch eine monolithisch integrierbare Schaltung so weit als möglich zu erhalten. Unter Verzicht auf die Betrachtung parasitärer Effekte ließ sich zeigen, daß Änderungen von Parametern der aus Differenzverstärkern und -integrierern aufgebauten aktiven Filter simuliert werden können durch vergleichbare Veränderungen einzelner oder weniger Reaktanzen des entsprechenden LC-Filters. Zumindest die Empfindlichkeiten gegenüber passiven Bauelementen sind also ähnlich gering wie bei den LC-Abzweigfiltern.

Neben den Empfindlichkeiten spielt bei aktiven Filtern der Dynamikbereich, der durch eine Übersteuerungsgrenze einerseits und ein gefordertes minimales Signal-Rausch-Verhältnis andererseits begrenzt wird , eine wichtige Rolle. Deshalb sollen ergänzend noch einige grundsätzliche Aussagen über den Dynamikbereich von aktiven Filtern gemacht werden, wie sie hier vorgestellt wurden. Betrachtet man zunächst addierende Integrierer, wie sie in Bild 2.8 gezeigt werden, dann erkennt man, daß die beiden Eingänge derartiger Integrierer durch die Wahl unterschiedlicher Widerstände R_1 und R_2 verschieden gewichtet werden können. Dadurch ergeben sich beim Aufbau eines Leapfrog-Filters zusätzliche Freiheitsgrade gegenüber einem vergleichbaren LC-Filter, die zur Optimierung genutzt werden können [28].

Eine entsprechende Aussage kann mit Einschränkungen auch für Filter gemacht werden, die mit Hilfe von Differenzverstärkern und -integrierern aufgebaut werden. Hier können sich zusätzliche Freiheitsgrade dann ergeben, wenn neben den Integrierern Differenzverstärker benötigt werden. Andererseits ist bei einem Differenzintegrierer oder -verstärker die Größe der Gleichtaktverstärkung ein latenter Freiheitsgrad, auf dessen Nutzung man allerdings zugunsten geringerer Empfindlichkeiten verzichten wird.

Nach diesen allgemeinen Vorbemerkungen zum Dynamikbereich soll im folgenden die Wirkung des Rauschens beschrieben werden, welches durch die Verwendung von Widerständen und Halbleiterschaltungen in aktiven Filtern entsteht. Ohne dabei auf die unterschiedlichen Rauschursachen einzugehen, die je nach der Wahl des Herstellungsverfahrens ins Gewicht fallen, kann man dazu eine generelle Aussage machen.

Es ist bekannt, daß das Signal-Rausch-Verhältnis bei Kondensator-Gyrator-Filtern relativ groß ist, wenn sie resistiv abgeschlossenen LC-Abzweig-Filtern nachgebildet sind |22,23|. Dies hängt unmittelbar mit den geringen Empfindlichkeiten derartiger Reaktanzfilter zusammen. Ein entsprechender Zusammenhang soll im folgenden auch für andere aktive Filter, die LC-Filtern nachgebildet sind, gezeigt werden. Der ausführliche Rechengang, der sich eng an den von FETTWEIS für Kondensator-Gyrator-Filter geführten Nachweis |23| anlehnt, ist im Anhang B wiedergegeben; hier soll nur auf das Ergebnis eingegangen werden.

Wir wollen von einem aktiven Filter ausgehen, aus dem wir gemäß Bild 2.15 eine Teilschaltung N herausgreifen, deren Übertragungsfunktion $A_N(j\omega)$ durch

$$A_N(j\omega) = \partial E_4 / \partial U_3 \qquad (2.19)$$

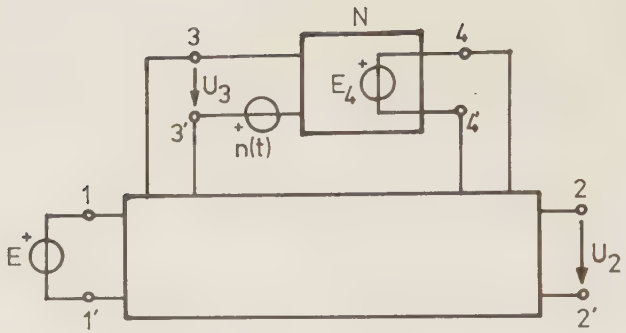


Bild 2.15 Aktives Filter mit gesteuerter Spannungsquelle

beschrieben wird. Dabei kann A_N der Verstärkungsfaktor eines Verstärkers oder die Übertragungsfunktion eines Integrierers sein. U_3 kann insbesondere auch eine Differenzeingangsspannung der betreffenden aktiven Teilschaltung sein.

Das Betriebsübertragungsmaß Γ soll für das aktive Filter durch

$$e^{-\Gamma} = 2 \cdot K \cdot U_2 / E \qquad (2.20)$$

definiert werden, wobei die Konstante K durch die Abschlußwiderstände am Eingang und Ausgang des nachgebildeten LC-Filters R_e bzw. R_a (Bild 2.6) festgelegt sei als

Wir wollen annehmen, daß sich das Eigenrauschen der herausgegriffenen Teilschaltung durch eine äquivalente Spannung n(t) am Eingang der Teilschaltung mit einem Leistungsdichtespektrum N(ω) beschreiben läßt, was dann zulässig ist, wenn die Teilschaltung am Eingang hinreichend niederohmig beschaltet ist.

Dann läßt sich zeigen, daß das Signal-Rausch-Verhältnis $\phi(\omega)$ am Filterausgang ganz wesentlich von der Empfindlichkeit von Γ abhängt:

$$\phi(\omega) = N_2(\omega)/|U_2|^2 \sim \left|\frac{\partial \Gamma(j\omega_o)}{\partial \ln A_N}\right|^2$$

Dabei ist $N_2(\omega)$ die Rauschleistungsdichte am Filterausgang und ω_o die Frequenz eines sinusförmigen Testsignals. Die geringen Empfindlichkeiten von beidseitig resistiv abgeschlossenen LC-Filtern kommen also den oben daraus abgeleiteten aktiven Filtern auch durch günstige Rauscheigenschaften zugute.

Diese Filter, die in enger Anlehnung an LC-Filter gefunden wurden, stellen nun nicht die einzige Möglichkeit dar, um sich die Vorteile der Leistungsanpassung im Durchlaßbereich zunutze zu machen. Es sind auch Synthese-Verfahren bekannt, bei denen nicht auf ein gegebenes LC-Filter zurückgegriffen wird |24-26|. Bei ihnen wird zum Teil die Absicht verfolgt, die Abweichungen auszugleichen, die durch den Einsatz realer Operationsverstärker hervorgerufen werden. Der Verschiebung von Polen und Nullstellen wie sie auch bei realen LC-Filtern auftritt, soll durch eine "Vorverzerrungs"-Synthese vorgebeugt werden. Die zusätzlich auftretenden parasitären Pole und Nullstellen können allerdings nur durch einen Mehraufwand an Bauelementen kompensiert werden.

Es erscheint daher in der Regel einfacher, die oben angegebenen Schaltungen durch hochwertige Integrierer(-Schleifen) zu realisieren. Wie dies mit gewöhnlichen Operationsverstärkern möglich ist, damit wollen wir uns im folgenden Kapitel beschäftigen.

3. Frequenzgang-Kompensation bei Integrierern und Invertern

3.1 Definition der Güte von Integrierern und Invertern

Im vorigen Kapitel haben wir uns mit dem Aufbau von aktiven Filtern unter Verwendung von Differenzintegrierern und -verstärkern sowie Invertern beschäftigt. Bei der praktischen Realisierung solcher Schaltungen treten meist mehr oder weniger gewichtige parasitäre Effekte auf. Bei Operationsverstärkern ist dies neben endlichen Eingangs- und von Null verschiedenen Ausgangsimpedanzen vor allem die Frequenzabhängigkeit der Leerlauf-Spannungsverstärkung. Eine Reihe von Veröffentlichungen beschäftigt sich mit der Untersuchung solcher Effekte und mit Abhilfe-Maßnahmen |29-72|. Einige Vorschläge beruhen auf dem Prinzip, bei Integrierern auf äußere Kondensatoren ganz zu verzichten und sich statt dessen die interne Rückkoppelkapazität von Operationsverstärkern zunutze zu machen |34,41,49|, siehe auch |50|. Die Schwierigkeit, bei der Herstellung von Operationsverstärkern enge Toleranzen für die Leerlauf-Spannungsverstärkung einzuhalten, bestimmt die Grenzen solcher Schaltungen. Interessant sind die Vorschläge jedoch unter dem Gesichtspunkt der Integration, mit dem wir uns später beschäftigen werden.

Zunächst wollen wir uns mehr auf die Frage beschränken, wie hochwertige Integrierer oder Integrierer-Schleifen mit wenig Aufwand realisiert werden können.

Bei der Wahl eines Operationsverstärkers für einen Integrierer oder Inverter ist zu beachten, daß eine ausreichende Phasenreserve für den gewünschten Betriebsfall sichergestellt werden muß. Diese Voraussetzung erfüllen in jedem Falle universell kompensierte Operationsverstärker, deren Leerlauf-Spannungsverstärkung $A(j\omega)$ weitgehend durch einen dominierenden

Pol bestimmt wird:

$$A(j\omega) \simeq A_o/(1+j\omega/\omega_1) \qquad (3.1)$$

Dabei ist A_o die Gleichspannungsverstärkung und ω_1 die Eckfrequenz. Die Bandbreite (Transitfrequenz) f_T ist definiert durch

$$|A(j2\pi f_T)| \quad 1 \quad \text{d.h.} \quad f_T \sim A_o \cdot \omega_1/2\pi \quad .$$

Bevor wir uns mit der Frage beschäftigen, wie sich eine endliche Bandbreite f_T auf den Dämpfungsverlauf von Leapfrog-Filtern auswirkt, wollen wir den Zusammenhang zwischen dem Stromverbrauch I_B und der Bandbreite f_T von universell kompensierten Operationsverstärkern an einigen Beispielen betrachten (Bild 3.1). Dabei wird in einem Falle auch die Möglichkeit berücksichtigt, einen Operationsverstärker mit verschiedenen Strömen I_B zu betreiben.

Neben der Bandbreite f_T wollen wir uns für die Leistungsbandbreite von Operationsverstärkern interessieren, worunter wir diejenige Frequenz verstehen wollen, oberhalb derer die Aussteuerbarkeit des Operationsverstärkers durch die Slewrate eingeschränkt ist. Bei der Bewertung der Zahlenwerte in Bild 3.1 ist zu beachten, daß für die monolithische Integration in erster Linie PCM-Tiefpässe mit einer Grenzfrequenz von 3,4 kHz in Frage kommen. Bei gängigen Bipolar-Operationsverstärkern ist die Slewrate, also die maximal mögliche Änderung der Ausgangsspannung $u_o(t)$ pro Zeiteinheit begrenzt |73| durch

$$(\partial u_o/\partial t)_{max} = 4\pi f_T kT/q \quad .$$

Dabei ist k die Boltzmann-Konstante, T die absolute Temperatur und q die Elementarladung. Bei einer Bandbreite f_T = 1 MHz führt dies zu einer Slewrate von unter 1V/µs und einer Leistungsbandbreite von wenigen Kilohertz. Ein Beispiel hierfür ist Typ 1 in Bild 3.1.

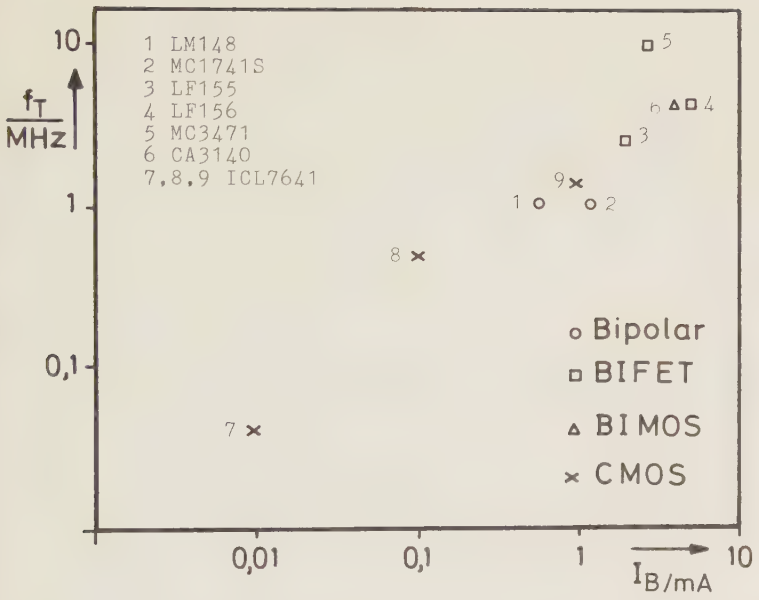
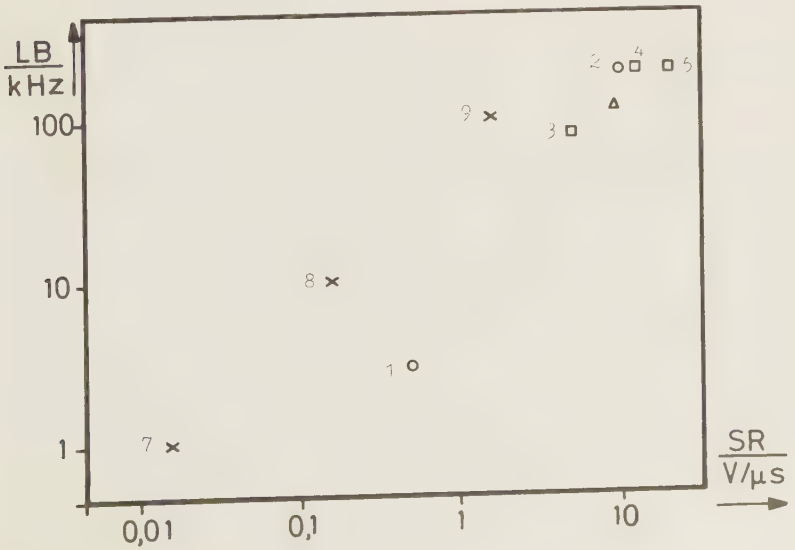


Bild 3.1 Vergleich einiger universell kompensierter Operationsverstärker
Oben: Stromverbrauch I_B und Bandbreite f_T
Unten: Leistungsbandbreite LB und Slewrate SR
(Symbole wie oben)



Die Forderung nach hoher Leistungsbandbreite bei geringer Leistungsaufnahme führte in den letzten Jahren zur Entwicklung neuer Operationsverstärker. Dabei wurden ansonsten bipolare Schaltungen am Eingang mit Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (BIFET-Technik) oder MOS-Transistoren (BIMOS-Technik) ausgestattet. Inzwischen werden auch ganze Operationsverstärker in MOS-Technik hergestellt. In Bild 3.1 werden einige Operationsverstärker miteinander verglichen, die durch verschiedene Verfahren hergestellt werden. Am Beispiel des Typ 2 ist zu erkennen, daß auch die Bipolartechnik die Verknüpfung einer geringen Stromaufnahme mit einer hohen Leistungsbandbreite zuläßt.

Dagegen besteht zwischen Leistungsaufnahme und der Bandbreite f_T ein enger Zusammenhang. Wir werden uns deshalb im folgenden mit der Frage beschäftigen, wie die Auswirkungen einer geringen Bandbreite beim Integrierer und bei anderen Schaltungen kompensiert werden können. Gerade im Hinblick auf eine monolithische Integration ganzer Filter auf einem Chip muß nämlich versucht werden, die Leistungsaufnahme des einzelnen Operationsverstärkers möglichst gering zu halten.

An einigen Beispielen soll gezeigt werden, wie sich fehlende Kompensation bei einem Tschebyscheff-Tiefpaß 5. Ordnung äußert. Zunächst wurde ein Leapfrog-Filter mit der Grenzfrequenz f_g=3,4 kHz unter Verwendung von Operationsverstärkern der Bandbreite f_T=1MHz numerisch behandelt. Dabei sind nicht die Absolutwerte, sondern das Verhältnis von f_g zu f_T von Bedeutung. Als Integrierer-Schaltungen wurden dabei der invertierende Miller-Integrierer und ein nicht-invertierender modifizierter Miller-Integrierer [39] zugrunde gelegt (Bild 3.2). Dabei ist letzterer bereits so geschaltet, daß bei gleicher Bandbreite der beiden Opera-

tionsverstärker der durch den zweiten verursachte Fehler kompensiert wird. Bei der Rechner-Simulation wurde die Leerlauf-Spannungsverstärkung A(jω) der Operationsverstärker durch eine Approximation beschrieben, die sich bei sehr großer Gleichspannungsverstärkung A_o aus Gleichung (3.1) ergibt:

$$A(j\omega) = \frac{A_o}{j\omega/\omega_1} \qquad (3.2)$$

Es zeigt sich, daß schon bei Filtern mit recht niedriger Grenzfrequenz f_g die Dämpfung deutlich vom angestrebten Verlauf abweicht (Bild 3.3 und 3.4). Besonders bei dem Filter mit geringen Dämpfungsschwankungen im Durchlaßbereich erkennt man eine relativ stark erhöhte Welligkeit (Bild 3.3c). Die Abweichungen der Dämpfung im Sperrbereich sind dagegen gering (siehe Tabellen).

Diese Ergebnisse lassen erkennen, daß es eine vorrangige Aufgabe ist, sich um Kompensationsmaßnahmen zu bemühen,

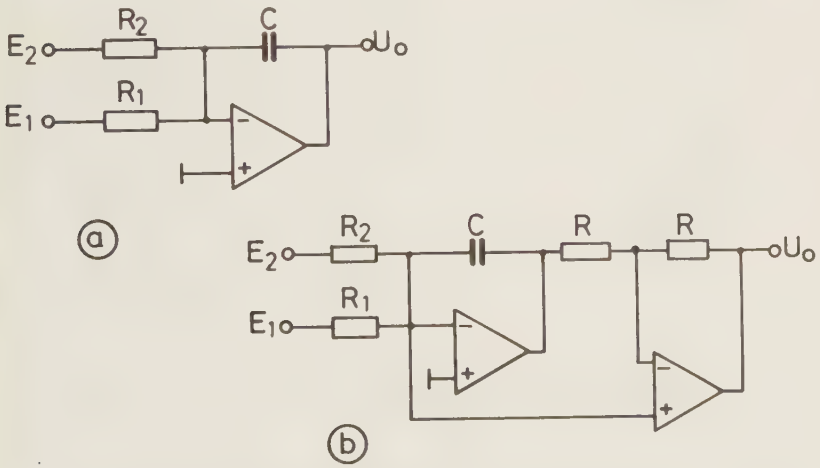


Bild 3.2 Miller-Integrierer, invertierend (a) und nicht-invertierend (b)

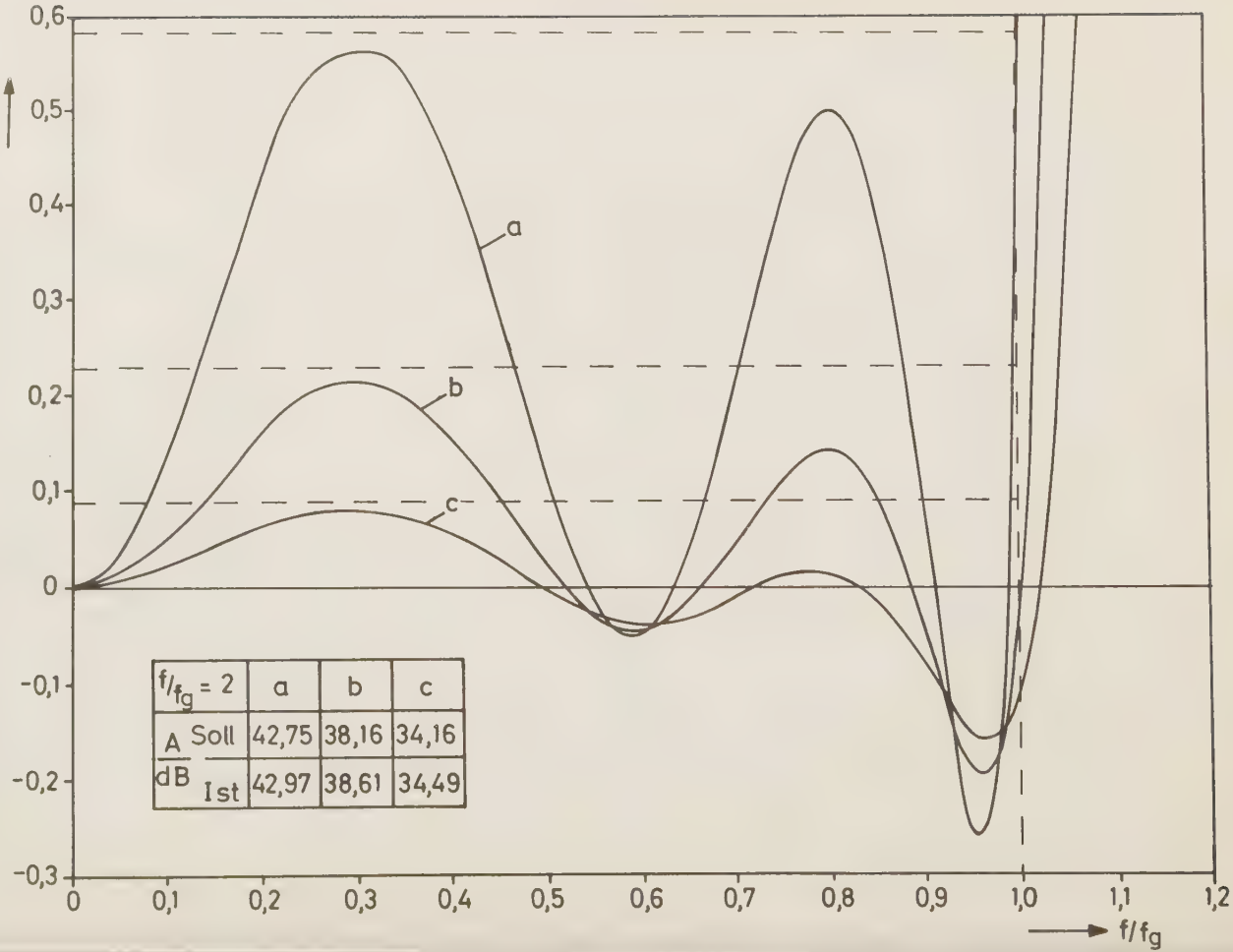


Bild 3.3 Durchlaßbereich unkompensierter Tschebyscheff-Tiefpässe 5. Ordnung, T5/9dB (a), T5/13dB (b), T5/17dB (c) [74]; Werte im Sperrbereich siehe Tabelle

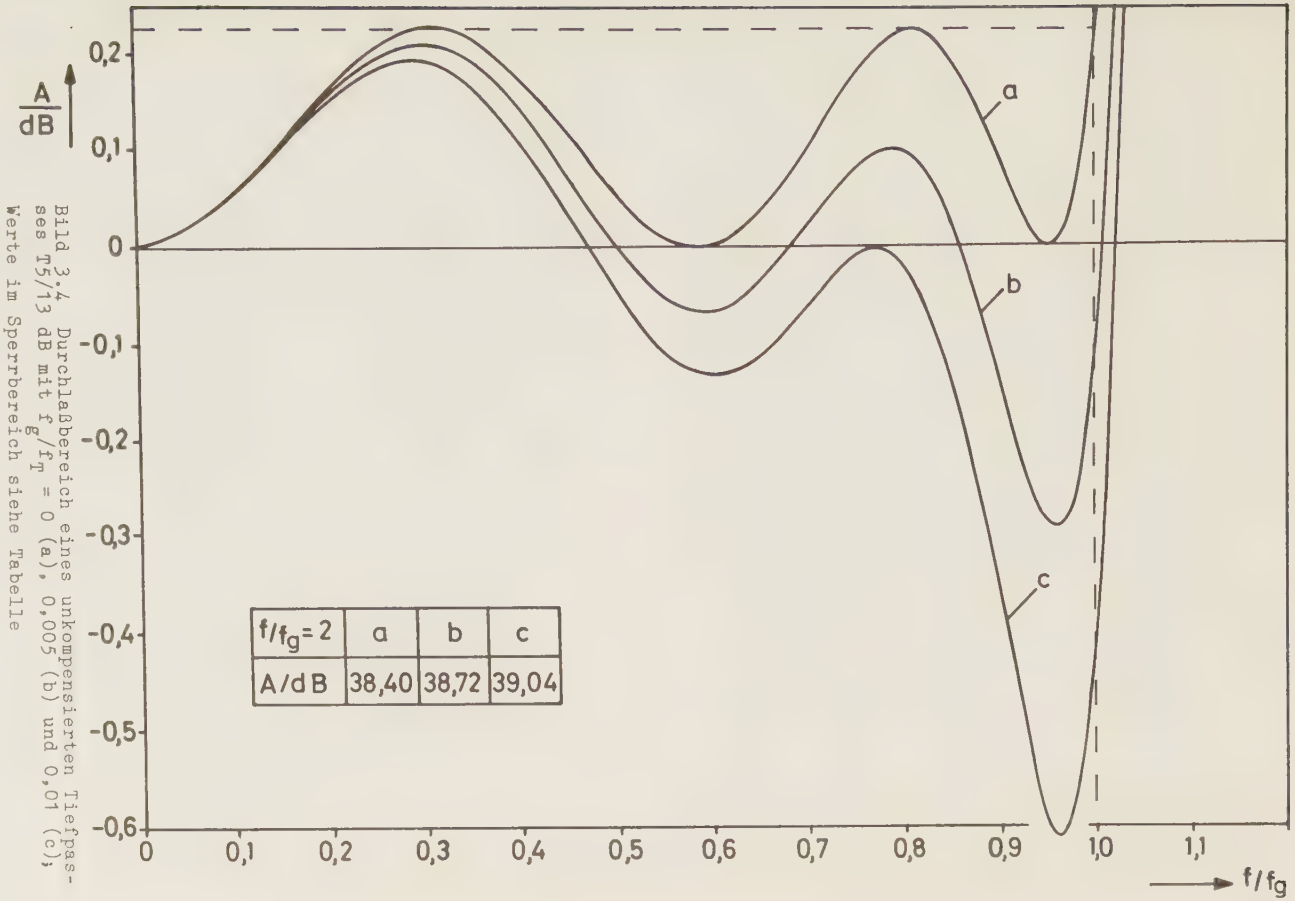


Bild 3.4 Durchlaßbereich eines unkompensierten Tiefpasses T5/13 dB mit f_g/f_T = 0 (a), 0,005 (b) und 0,01 (c); Werte im Sperrbereich siehe Tabelle

durch die die geringe Bandbreite der verwendeten Operationsverstärker ausgeglichen wird. Als Maßstab dafür, wie nahe ein realer Integrierer oder Inverter dem angestrebten Ideal kommt, soll seine Güte dienen, die im folgenden definiert wird. Dabei wollen wir voraussetzen, daß sich die Ausgangsspannung U_o einer derartigen Schaltung in Abhängigkeit von zwei Eingangsspannungen E_1 und E_2 schreiben läßt als

$$U_o \quad \frac{K_1 \cdot E_1 + K_2 \cdot E_2}{R(\omega) + jX(\omega)} \quad ,$$

wobei K_1 und K_2 reelle Konstanten sind. Beim idealen Integrierer ist $R(\omega)\equiv 0$, der Imaginärteil des Nenners läßt sich mit einer reellen Konstanten T beschreiben durch $X(\omega)=\omega T$. Unter der Voraussetzung, daß beim realen Integrierer $X(\omega)$ keine wesentlichen Summanden höherer Ordnung enthält, läßt sich die Güte - bzw. der Q-Faktor - desselben nach [35] definieren durch

$$Q_{Int} = X(\omega)/R(\omega) \quad . \tag{3.3}$$

Bei einem guten Integrierer ist $|R(\omega)|$ sehr klein, so daß Q_{Int} einen hohen positiven oder negativen Wert annimmt.

Beim idealen Inverter ist $X(\omega)\equiv 0$, R ist eine reelle Konstante. Für den realen Inverter ist deshalb folgende Gütedefinition sinnvoll, die den Fall $X(\omega)\neq 0$ erfaßt:

$$Q_{Inv} = R/X(\omega) \quad . \tag{3.4}$$

Da wir im folgenden die verschiedenen Faktoren, welche die Güte beeinträchtigen können, besonders im Hinblick auf die monolithische Integration betrachten wollen, sollen neben

der Bandbreite f_T des Operationsverstärkers seine Eingangskapazitäten mit berücksichtigt werden. Diese können nämlich dann ins Gewicht fallen, wenn etwa beim Integrierer die Integrationskapazität aus Gründen des Flächenbedarfs auf unter 100pF begrenzt wird.

Die Eingangsadmittanzen des Operationsverstärkers können ebenso wie der Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung im allgemeinen nichtlinear sein. Da wir jedoch nur solche Schaltungen betrachten wollen, in denen die Bandbreite f_T und die Eingangsadmittanzen des Operationsverstärkers parasitäre Größen sind, wollen wir uns mit der Beschreibung des Operationsverstärkers durch lineare Größen begnügen. Die Ausgangsimpedanz des Operationsverstärkers spielt dagegen eine geringere Rolle; hierzu sei auf die Literatur verwiesen, z. B. |45,75|.

3.2 Invertierende Schaltungen

Unter invertierenden Schaltungen wollen wir im folgenden Netzwerke verstehen, die sich durch die Beschaltung eines Operationsverstärkers mit Admittanzen von maximal erster Ordnung gemäß Bild 3.5 aufbauen lassen. Nach diesem Prinzip lassen sich insbesondere Inverter und invertierende Integrierer realisieren. Die Schaltung nach Bild 3.5 enthält außerdem mehrere Eingangsklemmen. Dieser Gesichtspunkt wird in der Literatur zu wenig berücksichtigt. Den Differenzierer, der auch gemäß Bild 3.5 aufgebaut werden kann, wollen wir im folgenden nicht betrachten, da er wegen seiner Stabilitätsprobleme in der Filtertechnik kaum eine Rolle spielt.

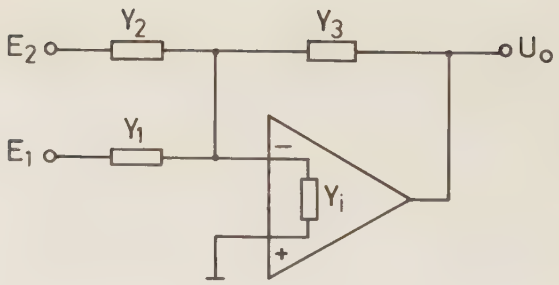


Bild 3.5 Invertierende Schaltung

3.2.1 Miller-Integrierer

Bei den in Kapitel 2 betrachteten Filterschaltungen spielen Integrierer eine entscheidende Rolle. Wir wollen uns deshalb jetzt mit Miller-Integrierern beschäftigen, die sich mit wenigen Bauelementen realisieren lassen. Sie können nach Bild 3.5 aufgebaut werden mit:

$$Y_1 = G_1 \qquad Y_2 = G_2 \qquad Y_3 = pC_3 \quad .$$

Die Eingangsadmittanz Y_i des Operationsverstärkers soll aus zwei linearen Komponenten bestehen:

$$Y_i = G_i + pC_i \quad .$$

Dabei ist zu beachten, daß C_i durch die Kapazität zwischen den beiden Eingängen und die des invertierenden Eingangs gegen Masse gebildet wird. Die Verstärkung A(p) des Operationsverstärkers soll im folgenden aufgrund der Vereinfachung nach (3.2) beschrieben werden durch

$$A(p) = 1/pT' \text{ mit } T' = 1/\omega_1 \cdot A_o \quad . \qquad (3.5)$$

Dann erhält man für die Ausgangsspannung U_o des Integrierers

$$U_o(p) = \frac{-E_1G_1 - E_2G_2}{p(C_3 + T'(G_1+G_2+G_i) + pT'(C_i+C_3))} .$$

Daraus läßt sich die Güte nach (3.3) berechnen, wobei zur besseren Übersicht auch eine Näherung angegeben wird:

$$Q = \frac{C_3 + T'(G_1+G_2+G_i)}{-\omega T'(C_i+C_3)} \cong -\frac{1}{\omega T'} = -|A| . \qquad (3.6)$$

Bei dieser Näherung wurden die Summanden im Zähler und Nenner vernachlässigt, die parasitäre Größen enthalten.

Den Vorschlag [45], die bescheidene Güte eines Miller-Integrierers durch Einfügen eines Widerstandes R_3 (Bild 3.6) zu verbessern, wollen wir unter Berücksichtigung einer zweiten Eingangsspannung E_2 sowie der Eingangsadmittanz Y_i untersuchen. Es läßt sich zeigen, daß die Wahl

$$R_3C_3 = T'(1+C_i/C_3)$$

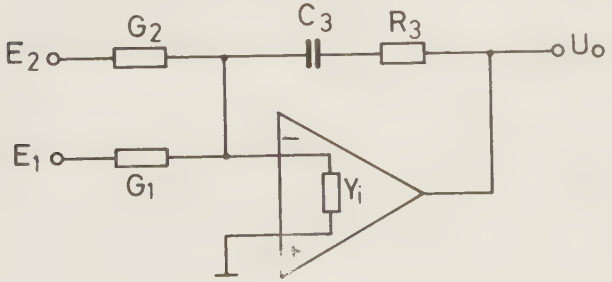


Bild 3.6 Miller-Integrierer mit Kompensationswiderstand R_3

zu folgender Ausgangsspannung U_o führt:

$$U_o \cdot \frac{-E_1G_1-E_2G_2}{p(C_3+T'(G_1+G_2+G_i))+p^3T'C_iR_3C_3/(1+pR_3C_3)} \qquad (3.7)$$

Setzt man $\omega R_3C_3 \ll 1$ und $C_i \ll C_3$ voraus, so ergibt sich für die Güte der ausgezeichnete Wert

$$Q \cong -\frac{C_3}{C_i}\cdot|A|^3 \quad .$$

Der invertierende Integrierer mit zwei Eingängen läßt sich näherungsweise durch zwei Zeitkonstanten T_1 und T_2 beschreiben:

$$U_o \cong -\frac{E_1}{pT_1} - \frac{E_2}{pT_2} \quad . \qquad (3.8)$$

Angewandt auf (3.7) heißt dies, daß in die dortigen Zeitkonstanten auch parasitäre Größen einfließen. Es ist in jüngster Zeit eine Kompensationsmethode für Miller-Integrierer angegeben worden |70|, durch die verhindert wird, daß die Bandbreite f_T bzw. die Zeitkonstante T' des Operationsverstärkers in die Integrierer-Zeitkonstante eingeht. Dazu bedarf es jedoch eines zusätzlichen Operationsverstärkers je Integrierer. Das Verfahren hat den Vorteil, daß bei der Herstellung von Filtern die Werte der passiven Bauelemente nicht an die Bandbreite f_T der einzelnen Operationsverstärker angepaßt werden müssen.

Andererseits haben Leapfrog-Schaltungen und die daraus in Abschnitt 2.3 entwickelten Filter sehr geringe Empfindlichkeiten gegenüber den Zeitkonstanten der Integrierer, so daß es fraglich ist, ob sich der zusätzliche Aufwand lohnt.

Ein anderer Weg, Miller-Integrierer zu kompensieren, wird in [35] angegeben. Überträgt man ihn auf die Schaltung nach Bild 3.5, dann wird gemäß Bild 3.7

$$Y_1 = G_1+pC_1 \qquad Y_2 = G_2+pC_2 \qquad Y_3 = pC_3 \ .$$

Für die Ausgangsspannung U_o erhalten wir

$$U_o = \frac{-E_1(G_1+pC_1)-E_2(G_2+pC_2)}{p(C_3+T'(G_1+G_2+G_i))+p^2T'(C_1+C_2+C_3+C_i)} \ .$$

Durch die Wahl

$$G_1/C_1 = G_2/C_2 \quad \text{mit}$$

$$C_1 = G_1T'(C_i+C_3)/(C_3+T'G_i) \approx G_1T'$$

läßt sich theoretisch eine unendlich hohe Güte des Integrierers erreichen, d. h. sie wird praktisch durch Toleranzen und zusätzliche parasitäre Effekte begrenzt, die wir hier außer Betracht gelassen haben.

Als Zeitkonstanten des Integrierers gemäß (3.8) erhält man

$$T_1 = (C_3+T'(G_1+G_2+G_i))/G_1$$
$$T_2 = (C_3+T'(G_1+G_2+G_i))/G_2 \ .$$

Am Eingang und Ausgang der in Kapitel 2 betrachteten Leapfrog-Filter treten Integrierer auf, zu deren Integrations-Kapazität ein Widerstand parallelgeschaltet ist. Nach Bild 3.5 hieße dies, etwa den zweiten Eingang mit dem Ausgang zu verknüpfen, so daß $E_2 = U_o$ wird, und außerdem $Y_2 = G_2$ und $Y_3 = pC_3$ zu wählen.

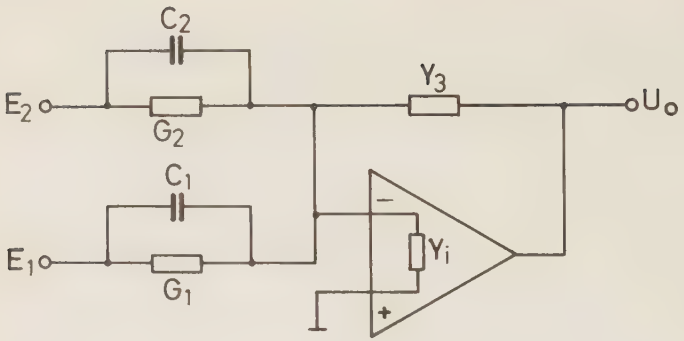


Bild 3.7 Kompensations-Kapazitäten beim Miller-Integrierer ($Y_3=pC_3$) bzw. Inverter ($Y_3=G_3$)

Die zuvor für Integrierer beschriebenen Kompensationsverfahren können dann auch hierfür angewendet werden.

3.2.2 Inverter

Bei den oben betrachteten Filterschaltungen treten abwechselnd invertierende und nicht-invertierende Integrierer auf. Letztere können nun dadurch gebildet werden, daß einem Miller-Integrierer ein Inverter nachgeschaltet wird. Ein allgemeiner addierender Inverter läßt sich aus Bild 3.5 gewinnen durch

$$Y_1 \quad i_1 \quad Y_2 \quad G_2 \quad Y_3 \quad G_3 \ .$$

Beschreibt man die Verstärkung A(p) der Operationsverstärker nach (3.5) durch $A(p) = 1/pT'$, so erhält man

$$\frac{-\quad}{\quad} \ .$$

Für den Fall $G_1=G_2=G_3=G$ erhält man für die Güte nach (3.4)

$$Q_{Inv} = \frac{1}{\omega T'(3+G_i/G_3)} \cong \frac{1}{3\omega T'} = \frac{|A|}{3} \quad .$$

Durch Kapazitäten parallel zu den Widerständen am Eingang läßt er sich nun wie der Miller-Integrierer kompensieren (Bild 3.7). Mit

$$Y_1 = G_1+pC_1 \quad \text{und} \quad Y_2 = G_2+pC_2$$

ergibt sich

$$U_o = \frac{-E_1(G_1+pC_1)-E_2(G_2+pC_2)}{G_3+pT'(G_1+G_2+G_3+G_i)+p^2T'(C_1+C_2+C_i)} \quad .$$

Durch die Wahl $G_1/C_1 = G_2/C_2$ und

$$C_1 = G_1T'(G_1+G_2+G_3+G_i)/G_3$$

erhält man eine sehr hohe Güte:

$$Q_{Inv} \cong G_1G_3/\omega^3C_1T'(C_1+C_2+C_i) \quad .$$

Schaltet man den Inverter mit einem Miller-Integrierer zu einem nicht-invertierenden Integrierer zusammen, bestehen noch andere Möglichkeiten, diese Schaltung zu kompensieren. Dies sehen wir im folgenden Abschnitt.

3.3 Nichtinvertierende Integrierer

Die Realisierung nichtinvertierender Integrierer ist aufwendiger als die invertierender. Es gibt hier auch keinen Standardtyp wie den Miller-Integrierer, sondern eine Fülle von Schaltungsvorschlägen.

Zur Erzielung eines hohen Q-Faktors wurde vor wenigen Jahren eine Schaltung angegeben, die drei Operationsverstärker benötigte |39|. Inzwischen sind einige weniger aufwendige Vorschläge gemacht worden |58,60,64|.

Ausgangspunkt der folgenden Betrachtungen soll der Miller-Integrierer mit nachgeschaltetem Inverter sein (Bild 2.8b). Ohne Berücksichtigung der Eingangsadmittanz Y_i der Operationsverstärker (Bild 3.5) hat diese Schaltung eine bescheidene Güte von |39|

$$Q = -|A|/3 \quad .$$

Bei gleichem Aufwand an Bauelementen läßt sich gemäß Bild 3.2b die Güte um den Faktor drei verbessern |39|. Wendet man zusätzlich auf den Miller-Integrierer eines der oben erwähnten Kompensationsverfahren an, dann läßt sich der dort genannte Q-Faktor auch beim nichtinvertierenden Miller-Integrierer erzielen. Will man den zusätzlichen Bauelemente-Aufwand einer solchen Maßnahme vermeiden, dann kann man die Schaltung auch durch ein geändertes Widerstandsverhältnis des Inverters kompensieren |60|. Die größten Spannungen treten dann jedoch nicht am Ausgang, sondern am Eingang des Inverters auf. Will man die Aussteuerbarkeit der Operationsverstärker sinnvoller nutzen, dann kann man den sogenannten Phase-Lead-Integrierer |33,39| so modifizieren |60|, wie dies für den Fall der addierenden Version des Integrierers (Bild 3.8) im folgenden gezeigt wird.

Für die Verstärkung der Operationsverstärker (Bild 3.8) schreiben wir

$$A_1(p) = 1/pT_1' \qquad \text{bzw.} \qquad A_2(p) = 1/pT_2' \quad .$$

Dann erhält man für die Ausgangsspannung U_o des Integrierers

$$U_o = \frac{E_1G_1+E_2G_2}{\frac{pCk}{1+pT_2'\cdot(1+k)} + pT_1'\cdot(G_1+G_2+pC)} ,$$

wobei $k = G_4/G_3$ ist.

Für $1/(1+pT_2'\cdot(1+k)) \cong 1$ können wir eine konvergente Reihe angeben, die wir nach dem vierten Glied abbrechen wollen, so daß folgt

$$U_o \cong \frac{E_1G_1+E_2G_2}{pCk(1-p\tau+p^2\tau^2-p^3\tau^3)+pT_1'\cdot(G_1+G_2+pC)}$$

wobei $\tau = T_2'\cdot(1+k)$ ist.

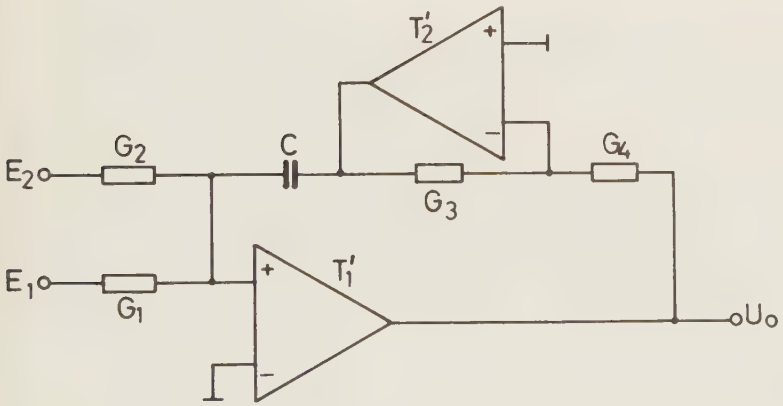


Bild 3.8 Phase-Lead-Integrierer

Statt k = 1 zu setzen |33|, können wir durch eine geeignete Wahl von k die quadratischen Terme im Nenner eliminieren:

$$-p^2Ck\tau+p^2T_1'C = 0 \Rightarrow$$
$$k(1+k) = T_1'/T_2' \quad .$$

Im Falle $T_1' = T_2'$ entspricht das Verhältnis $G_3/G_4 = 1/k$ dem goldenen Schnitt |60|:

$$k(1+k) = 1 \Rightarrow G_3/G_4 = 1/k \cong 1{,}618 \quad . \qquad (3.10)$$

Aus (3.9) und (3.10) berechnet sich die Güte Q zu

$$Q \cong \frac{Ck+T_1'(G_1+G_2)}{-Ck\omega^3T_1'^3(1+k)^3} \cong \frac{-1}{\omega^3T_1'^3(1+k)^3} = \frac{-|A_1|^3}{4} \quad .$$

Die hohe Güte des Integrierers hat sich - bei der nicht-addierenden Ausführung - durch praktische Messungen bestätigt |60|.

Ähnliches gilt auch für den modifizierten Deboo-Integrierer (Bild 3.9), der sich von dem ursprünglichen Typ |16| durch einen kleinen Leitwert G_o in Reihe zur Kapazität C unterscheidet.

Die Übertragungsfunktion $H=U_o/E$ ergibt sich bei einer Verstärkung $A(p)=1/pT'$ des Operationsverstärkers zu

$$H(p) = G_1(G_3+G_4)(G_o+pC)/F(p)$$

mit

$$F(p) = G_o(G_1G_4-G_2G_3)+p(C(G_oG_4+G_1G_4-G_2G_3)+G_oT'(G_1+G_2)(G_3+G_4))+$$
$$+ p^2CT'(G_3+G_4)(G_o+G_1+G_2) \quad .$$

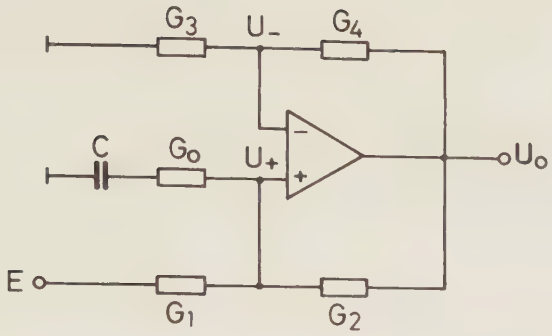


Bild 3.9 Modifizierter Deboo-Integrierer

Wir können diesen Gleichungen entnehmen, daß der Abgleich $G_1G_4=G_2G_3$ sehr wichtig ist. Wenn die Abgleichbedingung erfüllt ist, erhält man durch die Wahl

$$G_o = CG_4/T'(G_3+G_4)$$

die Übertragungsfunktion

$$H(p) = \frac{1}{p(CG_4/(G_3+G_4)G_1+T'(G_1+G_2)/G_1)} \quad .$$

Der Q-Faktor (3.3) des Deboo-Integrierers wird mehr durch die Güte des Abgleichs bestimmt als durch parasitäre Effekte:

$$Q(\omega) \cong \omega CG_4/(G_1G_4-G_2G_3) \quad .$$

Auf einen weiteren Gesichtspunkt soll noch kurz eingegangen werden. Da an den Eingängen des Operationsverstärkers eine erhebliche Gleichtakt-Spannung auftritt, ist die

Gleichtakt-Unterdrückung hier von einiger Bedeutung. Schreibt man

$$U_o = A_c(U_+ + U_-)/2 + (U_+ - U_-)/pT' ,$$

dann läßt sich zeigen, daß sich bei einer frequenzunabhängigen Gleichtakt-Verstärkung A_c eine hohe Güte des Integrierers erreichen läßt durch die Wahl

$$1/G_o = T'(2-A_c)/C , \qquad (3.11)$$

wobei $G_1=G_2=G_3=G_4$ vorausgesetzt ist. Interessant ist der Fall $A_c=2$, weil dann aus (3.11) $1/G_o=0$ folgt.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß der geerdete Kondensator C des Deboo-Integrierers keine Schwierigkeiten durch Streukapazitäten nach Masse mit sich bringt, wie sie bei anderen Integrierern auftreten können.

3.4 Aufbau von Differenzintegrierern unter Verwendung von Operationsverstärkern

Im folgenden wollen wir uns mit der Kompensation von Differenzintegrierern befassen, wie sie bei den in Abschnitt 2.3 vorgestellten Filtern verwendet werden. Dabei wollen wir zunächst annehmen, daß die Integrierer, abgesehen von der Differenzeingangsstufe, wie Miller-Integrierer durch kapazitiv rückgekoppelte, universell kompensierte Operationsverstärker realisiert werden (Bild 2.9a).

Ausgangspunkt unserer Überlegungen sei die Kompensation von Miller-Integrierern durch Parallelkapazitäten gemäß Bild 3.7. Da sich ohne Schwierigkeiten hochwertige inte-

grierte Kondensatoren herstellen lassen, wollen wir versuchen, dieses Kompensationsverfahren auf den Differenzintegrierer zu übertragen. In der Schaltung nach Bild 3.10 kann die Kapazität C' offensichtlich eine ähnliche Funktion erfüllen wie die Kapazität C_1 oder C_2 in der Schaltung gemäß Bild 3.7, denn diese Kapazitäten verbinden jeweils einen invertierenden Eingang des Integrierers mit dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Unter welchen Bedingungen dieses Prinzip auch auf den anderen Eingang des Differenzintegrierers angewendet werden kann, darauf werden wir später eingehen.

Zunächst soll untersucht werden, ob beim Einsatz von Integrierern in Schleifen (Bild 3.11) "einseitig" kompensierte Integrierer nach Bild 3.10 ihren Zweck erfüllen können. Derartige Schleifen treten z. B. bei Polynom-Tiefpässen auf (Bild 2.9). Sie können als Sonderfall von "Biquad"-Schaltungen angesehen werden, über die es bereits eine ganze Reihe von Veröffentlichungen gibt [17,30,33,51,53, 76,77]. Unter Verwendung von Integriererschleifen können mit Hilfe der Leapfrog-Synthese sehr hochwertige Filter

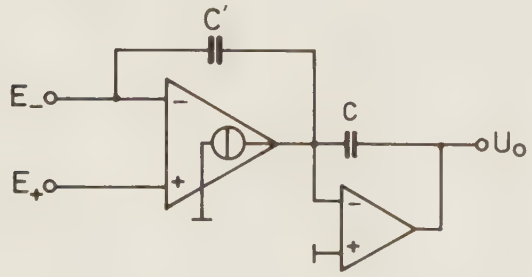


Bild 3.10 Differenzintegrierer mit "einseitiger" Kompensations-Kapazität C'

gebaut werden, ohne daß die einzelnen Integrierer eine hohe Güte haben müssen. Wir wollen prüfen, ob dies auch dann möglich ist, wenn statt invertierender und nicht-invertierender Integrierer Differenzintegrierer verwendet werden.

Dazu beschreiben wir den Differenzintegrierer nach Bild 3.12 durch eine Ersatzschaltung (Bild 3.13c), die über die einfachen linearen Modelle für die Diode und den Transistor (Bild 3.13a,b) hinaus durch eine Admittanz (Index m=mirror)

$$Y_m = G_m + pC_m$$

eine parasitäre Kapazität C_m am Eingang des Stromspiegels erfaßt. Diese Streukapazität verursacht einen Tiefpaß-Effekt ("mirror-pole", |73|), der in die Kompensation einbezogen werden soll. Außerdem wird durch die Admittanz

$$Y_i = G_i + pC_i$$

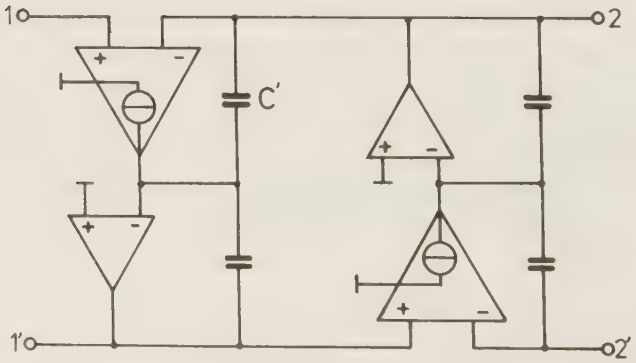


Bild 3.11 Prinzip des Differenzintegrierers

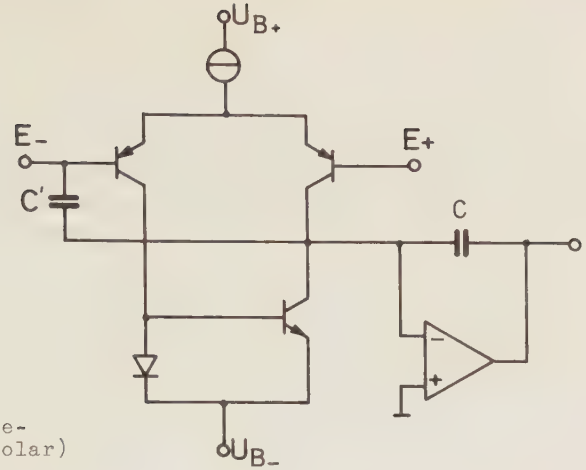
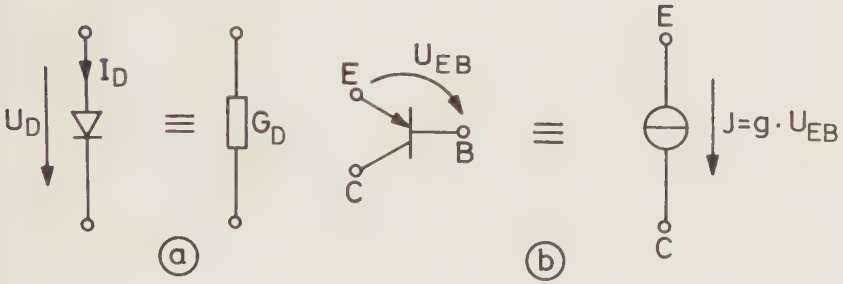


Bild 3.12
Differenzintegrierer (bipolar)



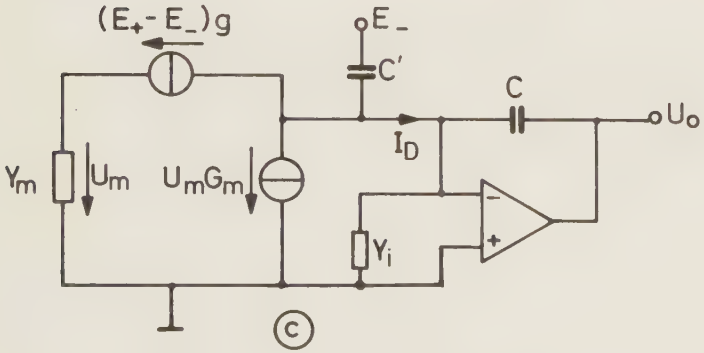


Bild 3.13 Kleinsignal-Ersatzschaltung für eine Diode (a), einen Transistor (b) und einen Differenzintegrierer (c)

die Eingangsadmittanz des Operationsverstärkers sowie eine dazu parallel liegende unvermeidliche Streukapazität berücksichtigt, welche bei der Realisierung der Kapazität C durch einen monolithisch integrierten Kondensator auftritt.

Für die Ausgangsspannung U_o in Bild 3.13c erhalten wir

$$U_o = \frac{(E_+ - E_-)(2G_m + pC_m)g - E_- pC'(G_m + pC_m)}{p(C+T'G_i)(G_m+pC_m) + p^2T'(C+C_i+C')(G_m+pC_m)} \quad . \tag{3.12}$$

Will man den Phasenfehler des Integrierers bezüglich seines invertierenden Eingangs kompensieren, dann läßt sich aus (3.12) der erforderliche Wert von C' berechnen:

$$C' \cong 2gT'(1+C_i/C)+C_m(1+T'G_i/C)g/G_m \quad . \tag{3.13}$$

Aus (3.12) und (3.13) ergibt sich eine Zeitkonstante T des kompensierten Integrierers gemäß der Definition in (2.14) von

$$T = (C+T'G_i)/2g \cong C/2g \quad .$$

Vergleicht man T etwa mit den Zeitkonstanten des kompensierten Miller-Integrierers (3.7,3.8), dann zeigt sich, daß die Zeitkonstante des Differenzintegrierers weniger stark von parasitären Effekten abhängt. Die Differenz-Eingangsstufe (Bild 3.12) ist nämlich eine im Vergleich zu den Widerständen R_1 und R_2 des Miller-Integrierers (Bild 3.2) sehr hochohmige Stromquelle.

Soll mit Hilfe eines zweiten Differenzintegrierers eine Integrierer-Schleife realisiert werden, dann kann durch eine entsprechend größere Kapazität C' auch der Phasenfehler des zweiten Integrierers bezüglich seines nichtinvertierenden Eingangs kompensiert werden (Bild 3.11).

Mit Hilfe derartiger Schleifen läßt sich nun ein Polynom-Tiefpaß aufbauen (Bild 2.9). Dieser Einsatz von "einseitig" kompensierten Integrierer-Schleifen soll verglichen werden mit dem Einsatz von konventionellen Schleifen hoher Güte. Ein Beispiel hierfür ist bei geeigneter Wahl der Bauelemente der AM (Akerberg-Mossberg)-Biquad |33,39|, Bild 3.14. Er enthält einen gewöhnlichen Miller-Integrierer, dessen Phasenfehler $\Delta\varphi=\arctan(R/X)$ (vgl. (3.3)) durch einen entgegengesetzt gleichen Phasenfehler $-\Delta\varphi$ des Phase-Lead-Integrierers (Bild 3.8) ausgeglichen werden kann. Bei gleichen Operationsverstärkern wird dies durch $G_3=G_4$ erreicht.

Die Wirkung dieser Phasenfehler wird durch Blockschaltbilder erklärt (Bild 3.15). Darin sind neben idealen Integrierern Funktionsblöcke enthalten, die durch Kreisringe dargestellt werden und zusätzliche Phasendrehungen symbolisieren sollen. Die Schaltungen in Bild 3.15 können als Filterzellen verstanden werden, die aus realen, gemäß Bild 2.7 und Bild 2.9 aufgebauten, Polynom-Tiefpässen herausgegriffen wurden.

Nimmt man für die verwendeten Operationsverstärker gleiche Bandbreiten f_T an, dann können die dadurch verursachten Phasenfehler mit $\Delta\varphi_a$ und $-\Delta\varphi_a$ einerseits sowie $\Delta\varphi_b$ andererseits beschrieben werden. In Bild 3.15b ist mit $-2\Delta\varphi_b$ die Phasendrehung durch Kompensationskapazitäten entsprechend Bild 3.11 erfaßt. Die Möglichkeit der Vertauschung von Funktionsblöcken wird in Bild 3.15 genutzt, um zu zeigen, daß sich bei Verwendung von AM-Biquads die Phasenfehler benachbarter Filterzellen gegenseitig aufheben, während sich beim Einsatz einseitig kompensierter Differenzintegrierer die Phase des Filters vom Ideal um

$$2\Delta\varphi_b(\omega) \simeq -2\arctan \omega T'$$

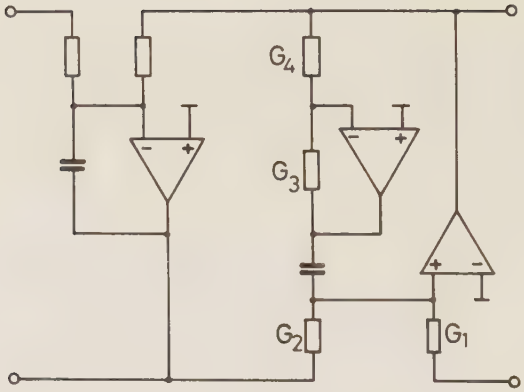


Bild 3.14 Akerberg-Mossberg-Biquad als Integrierer-Schleife

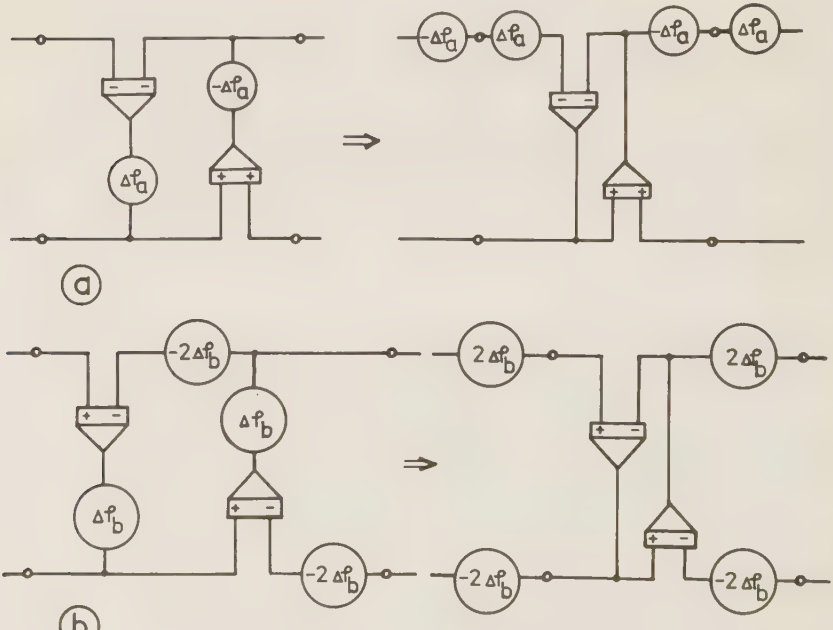


Bild 3.15 Phasendrehungen bei einer Filterzelle mit AM-Biquads (a) bzw. einseitig kompensierten Differenzintegrierern (b)

je Filterzelle unterscheidet. Gegenüber der bei Polynom-Tiefpässen üblichen Phasendrehung ist diese Abweichung gering, da in der Regel

$$T' \cdot \omega_g \ll 1$$

angenommen werden kann, wobei T' die Zeitkonstante der Operationsverstärker gemäß (3.5) ist und ω_g die Grenzfrequenz des Filters. In diesem Fall ist außerdem $\Delta\varphi_b(\omega)$ annähernd proportional zu ω, so daß sich die Eigenschaften des Filters auch hinsichtlich der Impulsübertragung nicht verschlechtern.

3.5 Andere Differenzintegrierer

Im vorigen Abschnitt hatten wir vorausgesetzt, daß die Differenzintegrierer unter Verwendung universell kompensierter Operationsverstärker realisiert werden. Solche mehrstufigen Verstärker enthalten zur Sicherung der Stabilität einen internen Rückkoppel-Kondensator, der eine erhebliche Fläche in Anspruch nimmt. Es sollen daher im folgenden andere Realisierungsmöglichkeiten für Differenzintegrierer betrachtet werden, wobei Verstärker mit weniger Verstärkerstufen und entsprechend geringerer Phasendrehung verwendet werden sollen, die keine zusätzliche Kapazität benötigen.

Bedenkt man, daß universell kompensierte Operationsverstärker selbst einen Integrierer-Frequenzgang haben, dann kann man die monolithische Schaltungstechnik solcher Operationsverstärker zum Ausgangspunkt nehmen für den Entwurf integrierbarer Integrierer.

Ein bekanntes Prinzip, welches sich hier anbietet, ist die Verbindung des Rückkoppel-Kondensators mit einer spannungsgesteuerten Stromquelle, Bild 3.16. In Bild 3.17 ist dazu eine von verschiedenen denkbaren Realisierungs-Möglichkeiten angegeben |73|. Auf eine leistungsfähige Endstufe kann bei solchen Schaltungen verzichtet werden, wenn die nachgeschalteten Integrierer hochohmige Eingänge haben.

Bei der Untersuchung von Kompensationsmöglichkeiten sollen, wie in Bild 3.16 angegeben, parasitäre Admittanzen am Eingang und am Ausgang einer realen spannungsgesteuerten Stromquelle mit erfaßt werden. Im übrigen wird auf die Ersatzschaltung nach Bild 3.13 zurückgegriffen, was die Differenz-Eingangsstufe und die Kompensations-Kapazität C' betrifft. In der Kapazität C im Rückkopplungspfad können auch bestimmte parasitäre Kapazitäten berücksichtigt werden. Im folgenden wollen wir nun annehmen, daß die Steilheit g_o sehr viel größer ist als die parasitären Leitwerte G_o und G_i. Außerdem soll C groß sein gegenüber den parasitären Kapazitäten C_o und C_i. Dann finden wir für die Ausgangsspannung

$$U_o \cong \frac{2(E_+-E_-)gg_oG_m+p((E_--E_+)g(2CG_m-g_oC_m)-E_-g_oG_mC')}{pCG_m(g_o+G_o+G_i)+p^2C(G_m(C'+C_i+C_o)+C_mg_o)} .$$

Für die Kompensation des Phasenfehlers bezüglich E_- benötigt man die Kapazität

$$C' \cong \frac{g(2G_m(C+C_i+C_o)+g_oC_m)}{G_m(g_o-2g)} .$$

Die Kompensation einer Integrierer-Schleife erfordert wieder ein entsprechend größeres C' (vgl. Abschnitt 3.4). Haben wir bei einer Schaltung gemäß Bild 3.17 durch eine

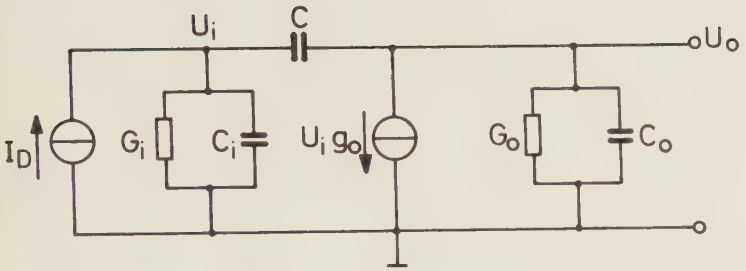


Bild 3.16 Ersatzschaltung eines Integrierers mit spannungsgesteuerter Stromquelle

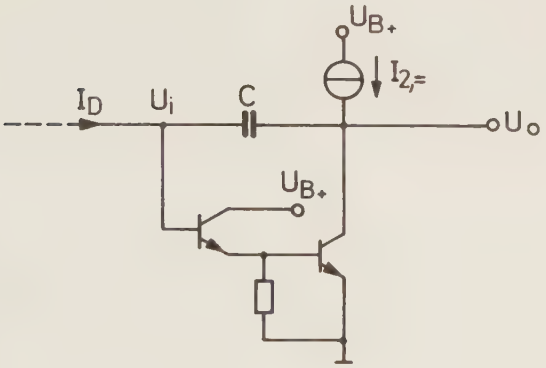


Bild 3.17 Einfaches Realisierungs-Beispiel zu der Schaltung in Bild 3.16

spannungsgesteuerte Stromquelle Stabilitätsprobleme umgangen, so bietet eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle mit verringerter Zahl an Verstärkerstufen ebenfalls die Möglichkeit, auf einen internen Rückkoppel-Kondensator zu verzichten. Zur Berechnung derartiger Schaltungen wollen wir wieder das Bild 3.16 heranziehen, wobei wir jedoch eine größere Steilheit g_o annehmen und einen größeren Leitwert G_o. Dies führt zu einer Ausgangsspannung

$$U_o \simeq \frac{2(E_+-E_-)gg_oG_m+p((E_--E_+)(2gG_mC-C_mgg_o)-C'g_oG_mE_-)}{G_mG_iG_o-pG_m(G_o(C_i+C'+C)+g_oC)+p^2C_mg_oC} \quad .$$

Zur Kompensation hinsichtlich E_- benötigen wir die Kapazität

$$C' \simeq \frac{2g(G_m(C-C_m)(G_o+g_o)+g_o^2C_m)}{g_oG_m(G_o+g_o)} \quad .$$

Bei dieser Schaltung soll angenommen werden, daß der innere Verstärker wegen der geringen Zahl an Verstärkerstufen eine relativ frequenzunabhängige niedrige Verstärkung hat. Dadurch nimmt die Güte des Integrierers (3.3) mit sinkenden Frequenzen ab:

$$\ddot{U}_{Int} \sim \frac{G_m(G_o+g_o)}{G_iG_o} \quad .$$

Bei sehr niedrigen Frequenzen gilt

$$U_o \simeq \frac{G_m}{G_iG_o}(E_+-E_-) \quad .$$

Es ist also für eine kleine Admittanz G_i zu sorgen.

3.6 Vergleichende Betrachtungen

Nachdem wir uns mit einer ganzen Reihe von Schaltungen und ihren Kompensationsmöglichkeiten beschäftigt haben, soll nun noch auf einige Gemeinsamkeiten und Unterschiede eingegangen werden. Betrachtet man zunächst die Kompensation durch Parallel-Kapazitäten bzw. Längs-Widerstände bei Invertern und Miller-Integrierern, dann fällt auf, daß bei den Integrierern eine vollständige Kompensation des Phasenfehlers möglich ist, während beim Inverter (Bild 3.7) die Güte stark frequenzabhängig bleibt, nämlich $Q \sim \omega^{-3}$. Beide Kompensationsmethoden haben die gemeinsame Eigenschaft, daß zur Kompensation zusätzliche Bauelemente erforderlich sind, welche entsprechend der Bandbreite f_T und gegebenenfalls weiterer parasitärer Effekte dimensioniert werden müssen.

Die Empfindlichkeit des Filters gegenüber diesen Bauelementen ist nun um so größer, je geringer die Bandbreite der verwendeten Operationsverstärker ist. Die Möglichkeit, leistungsarme Operationsverstärker zu verwenden, hängt also von der Genauigkeit ab, mit der die passiven Kompensations-Bauelemente realisiert werden können und mit der die Bandbreite bekannt ist.

Dem gegenüber stehen andere Schaltungen wie der Phase-Lead-Integrierer, bei denen sich die Phasendrehungen durch zwei gleiche Operationsverstärker gegenseitig kompensieren können. Hier muß lediglich das Verhältnis zweier Widerstände eingehalten werden. Dagegen spielt die Bandbreite nur insoweit eine Rolle, wie sich Fertigungstoleranzen, Temperaturschwankungen und Alterungserscheinungen ungleich auf die beiden Operationsverstärker auswirken.

Besondere Gesichtspunkte gelten schließlich für die monolithische Integration von Integrierern. Die Verwendung von

Differenz-Eingangsstufen (Bild 3.12) hat den Vorteil, daß durch die hohen Eingangs- und Ausgangsimpedanzen dieser Stufen die ihnen vorgeschalteten Integrierer und die ihnen nachgeschalteten Operationsverstärker kaum belastet werden.

Die einseitige kapazitive Kompensation, die hier für Schleifen von Differenz-Integrierern vorgeschlagen wurde, läßt sich auch bei RC-aktiven Schleifen (z. B. von Miller-Integrierern) anwenden und führt auch hier etwa zu einer Halbierung der Zahl von Kompensations-Kondensatoren, wobei sich die Gesamtfläche freilich nicht wesentlich verringert.

Ein weiterer Gesichtspunkt, der nicht übersehen werden darf, ist die Gefahr der Übersteuerung von Filtern im Sperrbereich. Wenn man berücksichtigt, daß gerade universell kompensierte Operationsverstärker zum Teil eine bescheidene Leistungs-Bandbreite von wenigen kHz haben, dann ist es nicht unwichtig, ob bei einem Tiefpaß- oder Bandpaß-Filter Eingangsspannungen hoher Frequenzen auftreten können, die zu einer Übersteuerung einzelner Verstärker bzw. Integrierer führen könnten.

Der Polynom-Tiefpaß (Bild 2.7) und der entsprechende Bandpaß (Bild 2.13) sind in dieser Hinsicht unproblematisch. Alle Ströme und Spannungen des LC-Bezugs-Filters nehmen oberhalb des Durchlaßbereichs mit wachsender Frequenz rasch ab. Schon die Darstellung von $-U_1$ durch den ersten Integrierer wird kaum Schwierigkeiten bereiten, da die Asymptote von U_1/J proportional 1/f verläuft.

Ungünstiger liegt der Fall hingegen bei Filtern, die entsprechend Bild 2.10 Dreieck-Schaltungen von Kondensatoren bzw. Stern-Schaltungen von Spulen nachbilden. Der Quotient RI_o/RJ (Bild 2.10) strebt für wachsende Frequenzen im Sperr-

bereich gegen den Wert Eins, der Quotient RI_o/RJ strebt dabei ebenfalls gegen einen von Null verschiedenen Wert. Treten am Filtereingang hohe Signalpegel im Sperrbereich auf, dann kann dies zur Übersteuerung führen, wenn die verwendeten Verstärker nicht eine entsprechend große Leistungs-Bandbreite haben.

4. CMOS-aktive Filter

4.1 Integrierbare Bauelemente für Leapfrog-Filter

Die intensiven Bemühungen um die Entwicklung von Schalter-Kondensator-(SC-)Filtern in jüngster Zeit sind ein wichtiger Versuch, analoge Filter als monolithisch integrierbare Schaltungen zu realisieren [78-86]. Aufgrund der eingangs erwähnten Nachteile derartiger geschalteter Filter wollen wir uns im folgenden jedoch mit der Möglichkeit der Integration zeitkontinuierlicher Filter befassen.

Wegen des Platzbedarfs sind bei MOS-Kondensatoren Kapazitäts-Werte von unter 100pF anzustreben. Wollte man damit Zeitkonstanten realisieren, wie sie bei Niederfrequenz-Filtern auftreten, so müßte man dazu Widerstände im Megaohm-Bereich verwenden, was besonders große Probleme aufwerfen würde. Unser Ziel soll es daher im folgenden sein, statt Ohmscher Widerstände geeignete Halbleiter-Schaltungen einzusetzen.

Bevor wir uns mit der praktischen Realisierung von Filtern beschäftigen, die ausschließlich unter Verwendung von Differenzintegrierern aufgebaut sind (vgl. Bild 2.9), wollen wir zunächst einen Zwischenschritt tun. Jedem Integrierer in einem Leapfrog-Filter soll nur ein einziger Widerstand zugeordnet werden, der zusammen mit dem Kondensator die Zeitkonstante des Integrierers festlegt. Alle übrigen Funktionen sollen durch Stromspiegel übernommen werden.

Bild 4.1 veranschaulicht dieses Prinzip am Beispiel einer Integriererschleife, wie sie etwa in einem Leapfrog-Tiefpaß gemäß Bild 2.7 auftritt. Die Gleichstromquellen J_m und

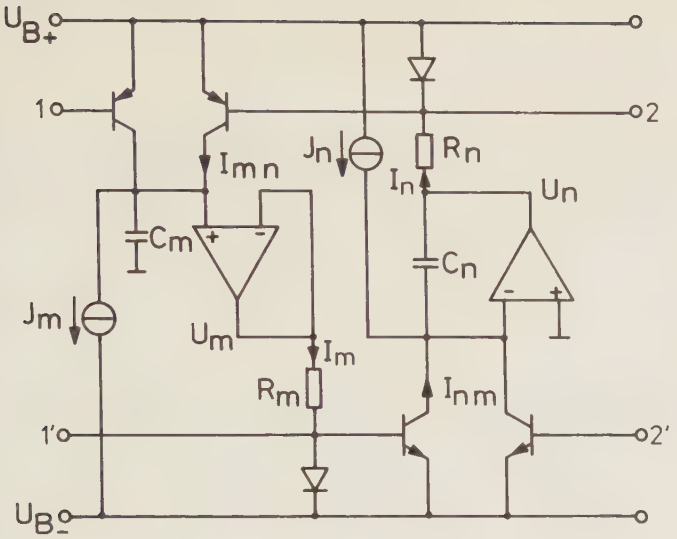
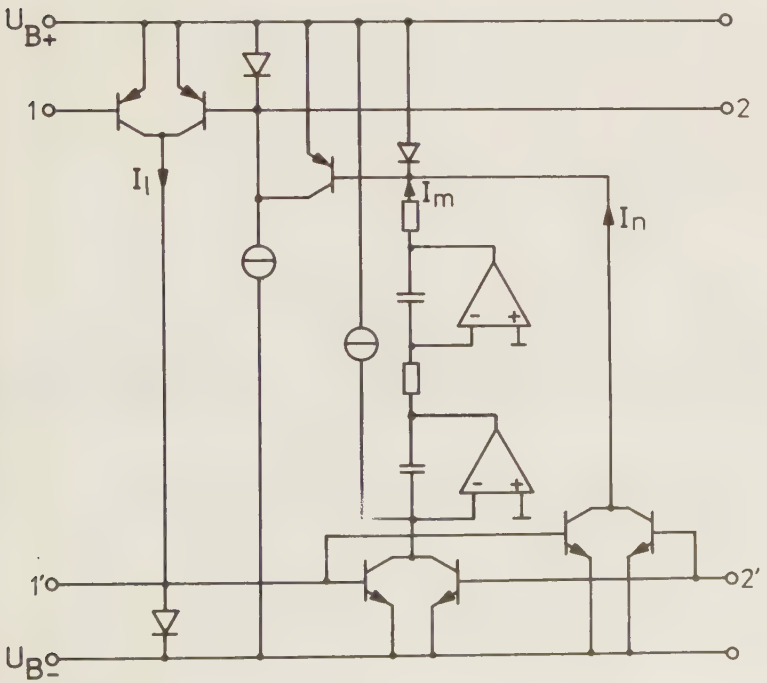


Bild 4.1 Zelle eines Polynom-Tiefpasses mit Stromspiegeln

Bild 4.2 Zelle eines Tiefpasses mit Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen



J_n dienen dabei zur Einstellung des Arbeitspunktes der Stromspiegel-Transistoren. Nimmt man den Stromspiegel als ideal an, dann gilt

$$\partial I_{mn}/\partial I_n = -1 \quad \text{mit} \quad I_n = (U_n - U_{B+})/R_n \text{ sowie}$$
$$\partial I_{nm}/\partial I_m = -1 \quad \text{mit} \quad I_m = (U_m - U_{B-})/R_m \quad . \qquad (4.1)$$

Durch die Beschaltung der Operationsverstärker, von denen der linke als Spannungsfolger, der rechte mit kapazitiver Rückkopplung eingesetzt wird, läßt sich die invertierende und die nicht-invertierende Integration realisieren. Das Bild 4.1 gibt dabei nur das Prinzip der Schaltung an. Auf einzelne Probleme, wie sie etwa mit der Verwendung von Lateral-Transistoren verbunden sind, soll an dieser Stelle nicht eingegangen werden.

Die Filterzelle in Bild 4.2 ist als Teil eines Tiefpasses zu verstehen, der Dämpfungspole bei endlichen Frequenzen hat. Sie ist hinsichtlich ihrer Funktion einer Schleife vergleichbar, wie sie in Bild 2.10c aus den mit T_1 und T_2 gekennzeichneten Integrierern und den mit K_1, K_2 und K_4 gekennzeichneten Differenzverstärkern gebildet wird. Gewichtungsfaktoren wie etwa die Konstante K_1 (Bild 2.10c) können bei einer Schaltung nach Bild 4.2 durch eine Übertragungskonstante K_1 eines Stromspiegels berücksichtigt werden:

$$\partial I_1/\partial I_m = \partial I_1/\partial I_n = K_1 \qquad (4.2)$$

Die Filterzellen nach Bild 4.1 und 4.2 kommen mit erheblich weniger Ohmschen Widerständen aus als vergleichbare herkömmliche Leapfrog-Schaltungen. Die Möglichkeit der praktischen Realisierung hängt davon ab, wie genau die Gleichungen (4.1) und (4.2) durch reale Stromspiegel erfüllt werden können.

Im folgenden wollen wir uns nun mit der praktischen Realisierung der in Abschnitt 2.3 vorgestellten Tiefpässe beschäftigen, wobei wir uns aus den in der Einleitung genannten Gründen auf MOS-Schaltungen konzentrieren wollen, aus denen sich aktive Filter unter völligem Verzicht auf Ohmsche Widerstände aufbauen lassen.

Zu diesem Zweck wollen wir uns vor Augen halten, von welchen Parametern die Kapazität C eines MOS-Kondensators und die Steilheit g_m eines MOS-Transistors abhängen (Bild 4.3), |87|. Mit einer Kondensatorfläche F, einer Schichtdicke t_{ox} des SiO_2-Isolators und der Dielekrizitätskonstanten $\varepsilon_{ox}=\varepsilon_o \cdot \varepsilon_r$ hat man

$$C = F \cdot \varepsilon_{ox} / t_{ox} \quad . \tag{4.3}$$

Beim Transistor wollen wir zunächst den Sättigungsbereich, in dem der Drain-Strom I_{DS} wie folgt von der Gate-Source-Spannung U_{GS} abhängt, betrachten:

$$I_{DS} = (U_{GS}-U_T)^2 \cdot \varepsilon_{ox} \cdot \mu \cdot W/(2Lt_{ox}) \quad . \tag{4.4}$$

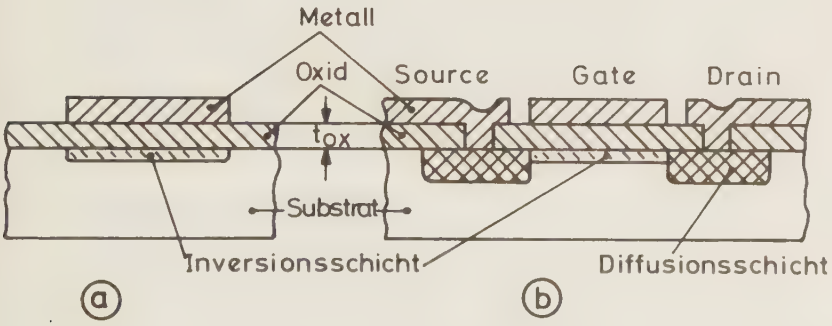


Bild 4.3 MOS-Kondensator (a), MOS-Transistor (b)

Dabei ist U_T die Schwellenspannung des Transistors. Der Kanal wird beschrieben durch die Länge L, die Breite W und die Beweglichkeit der Ladungsträger μ. Definieren wir eine Steilheit g_m durch

$$g_m = \partial I_{DS}/\partial U_{GS} , \qquad (4.5)$$

dann können wir eine Zeitkonstante T betrachten, die durch eine Kapazität C und die Steilheit g_m eines Transistors festgelegt wird, und die in den Zeitkonstanten verschiedener Schaltungen als Multiplikationsfaktor enthalten sein kann:

$$T = C/g_m .$$

Wir wollen nun annehmen, daß die Oxiddicke von Kondensator und Transistor gleich sind, was bei monolithischer Integration auf demselben Chip weitgehend sichergestellt werden kann. Dann folgt aus (4.3) und (4.4)

$$T = C/g_m = F\cdot\sqrt{\frac{\varepsilon_{ox}\cdot L}{2I_{DS}\cdot\mu\cdot W\cdot t_{ox}}} . \qquad (4.6)$$

Der Einfluß der Fläche F auf die Zeitkonstante T ist unproblematisch, da sich die Größe von F technologisch recht sicher beherrschen läßt. Die Abhängigkeit der Zeitkonstante von jedem der übrigen Parameter ist wegen des Wurzelzeichens geringer als bei F. Mit den besonderen Gesichtspunkten, die mit der Verwendung von MOS-Transistoren beim Aufbau von Differenz-Eingangsstufen (Bild 4.6) verknüpft sind, werden wir uns im nächsten Abschnitt beschäftigen.

Zunächst wollen wir den Einsatz von MOS-Transistoren betrachten, die nicht in der Sättigung, sondern im Triodenbereich arbeiten. Für den Drain-Strom I_D gilt dabei

$$I_D = \frac{\varepsilon_{ox}\cdot\mu\cdot W}{t_{ox}\cdot L}\left((U_{GS}-U_T)U_{DS}-\frac{U_{DS}^2}{2}\right) .$$

Daraus läßt sich eine Steilheit g herleiten:

$$g = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} = \frac{\varepsilon_{ox} \cdot \mu \cdot W}{t_{ox} \cdot L} U_{DS} .$$

In Verbindung mit einer Kapazität C (4.3) läßt sich schließlich eine Zeitkonstante T angeben:

$$T = C/g = \frac{F \cdot L}{\mu \cdot W \cdot U_{DS}} .$$

Es ist ein Vorteil dieser Betriebsart, daß die Zeitkonstante T nicht von der Schichtdicke t_{ox} abhängt, sofern diese beim Transistor und beim Kondensator den gleichen Wert hat.

Da wir uns mit der Aufgabe beschäftigen, monolithisch integrierbare Integrierer zu realisieren, soll auch die Möglichkeit erwähnt werden, MOS-Transistoren als Widerstände einzusetzen, d. h., den Drain-Strom durch die Drain-Source-Spannung U_{DS} zu steuern. Es können bei niederfrequenten Filtern Widerstände von über 1MΩ notwendig sein, die sich mit MOS-Transistoren weniger gut im Anlaufgebiet, als im Sättigungsbereich realisieren lassen. Dabei darf der Ruhestrom nicht sehr viel größer sein als der nutzbare lineare Bereich, weil sonst das vom Ruhestrom abhängige Rauschen den Dynamikbereich stark einengt. Außerdem belastet ein großer Ruhestrom einen vorgeschalteten Verstärker.

4.2 Differenzintegrierer

Zur Realisierung von Differenzintegrierern in MOS-Technik wollen wir auf die aus dem Miller-Integrierer abgeleitete Schaltung nach Bild 2.9a zurückgreifen, da MOS-Operations-

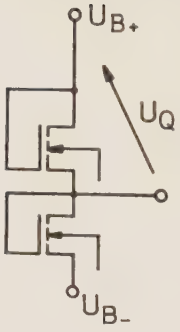


Bild 4.4 Spannungsteiler aus MOS-Transistoren (vgl. |88|)

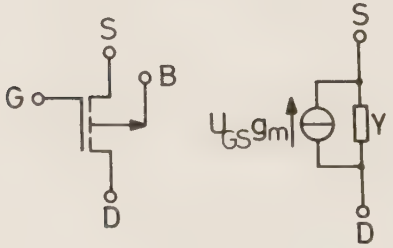


Bild 4.5 Einfache Ersatzschaltung eines MOS-Transistors

verstärker bereits verfügbar sind. Die Eingangsstufe soll gemäß Bild 4.6 mit MOS-Transistoren bestückt sein, die im Sättigungsbereich arbeiten sollen.

Die Steilheit der Transistoren T_2 und T_3 in Bild 4.6 hängt von ihrem Ruhestrom ab, der wiederum durch U_Q gesteuert werden kann. Bei geringen Anforderungen an die Genauigkeit

der Zeitkonstante des Integrierers kann U_Q durch einen einfachen Spannungsteiler nach Bild 4.4 erzeugt werden. Dieses Verfahren bietet sich etwa bei Hilfsfiltern an, wie sie in Verbindung mit geschalteten Filtern gebraucht werden, um das Frequenzspektrum des Signals zu begrenzen. Derartige Hilfsfilter könnten in Anlehnung an die Schaltung in Bild 2.9b aus zwei oder drei Integrierern aufgebaut werden. Die Grenzfrequenz solcher Hilfsfilter darf um mehrere Prozent vom Sollwert abweichen. Wichtig ist dabei jedoch, daß alle Integrierer in gleicher Weise von Abweichungen erfaßt werden, damit die Welligkeit des Dämpfungsverlaufs nicht zu groß wird. Dies läßt sich jedoch durch die monolithische Integration leicht sicherstellen.

Höhere Anforderungen sind dagegen an Integrierer zu stellen, die etwa zum Aufbau von PCM-Tiefpässen verwendet werden sollen. In solchen Fällen wird es notwendig ein, die Steuerspannung U_Q der Integrierer durch eine Regelschleife zu beeinflussen, wie dies z. B. bei Bipolar-JFET-Integrierern [1,2] praktiziert wurde. Wir werden darauf später zurückkommen.

4.2.1 Gleichtakt-Unterdrückung und Linearität

Zur Untersuchung der Eingangsstufe des Integrierers in Bild 4.6 wollen wir die Ersatzschaltung in Bild 4.7 verwenden, die sich auf eine einfache Kleinsignal-Ersatzschaltung für MOS-Transistoren in Bild 4.5 stützt. Der Ausgangsstrom I_o der Eingangsstufe wird in der Ersatz-Schaltung nach Masse abgeleitet, da wir annehmen wollen, daß am invertierenden Eingang des rückgekoppelten Operationsverstärkers eine "virtuelle Masse" erzeugt wird (hinsichtlich des Einsatzes realer Operationsverstärker sei auf Kapitel 2 verwiesen).

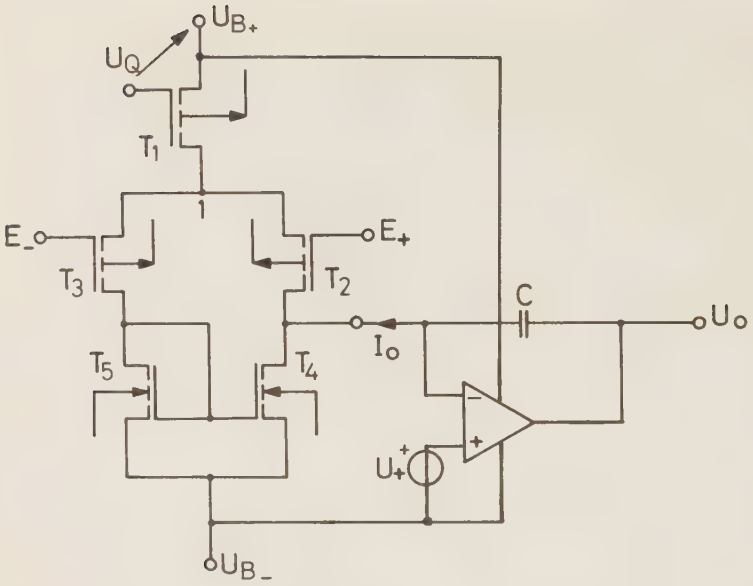


Bild 4.6 Differenzintegrierer mit MOS-Eingangsstufe

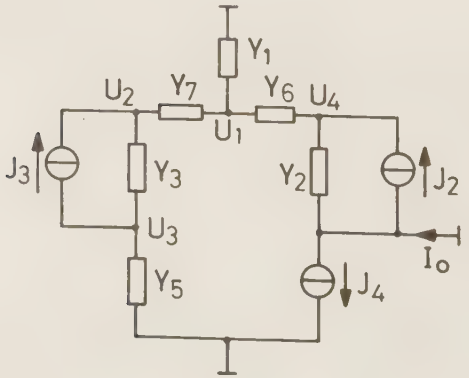


Bild 4.7 Ersatzschaltung für die MOS-Eingangsstufe in Bild 4.6

Im Interesse einer größeren Allgemeingültigkeit enthält die Ersatzschaltung in Bild 4.7 zwei Admittanzen Y_6 und Y_7, für die es in Bild 4.6 keine Entsprechung gibt.

Zunächst wollen wir die Gleichtakt-Unterdrückung untersuchen. Der Strom I_o in Bild 4.7 kann mit Hilfe zweier Steilheiten g_d und g_c beschrieben werden:

$$I_o = g_d(E_+ - E_-) + g_c(E_+ + E_-)/2 \quad . \tag{4.7}$$

Die Gleichtakt-Unterdrückung läßt sich dann definieren durch

$$CMRR = g_d/g_c \quad . \tag{4.8}$$

Die gesteuerten Stromquellen werden beschrieben durch

$$J_2 = g_2(E_+ - U_4) \qquad J_3 = g_3(E_- - U_2) \qquad J_4 = g_4 U_3 \quad .$$

Bei der folgenden Darstellung der Wirkung verschiedener Unsymmetrien sind einige vereinfachende Annahmen gemacht worden, die mit ausgewiesen sind.

A) $Y_6 \neq Y_7$, $g_4 = Y_5$, $g_2 = g_3 = g$, $Y_2 = Y_3 = 0$

$$CMRR = \frac{2Y_6Y_7(2g+Y_1)}{gY_1(Y_6-Y_7)} + \frac{Y_6+Y_7}{Y_6-Y_7}$$

B) $g_2 \neq g_3$, $g_4 = Y_5$, $Y_6 = Y_7$, $Y_2 = Y_3 = 0$

$$CMRR = \frac{2g_2g_3(2Y_6+Y_1)}{Y_1Y_6(g_2-g_3)} + \frac{g_2+g_3}{g_2-g_3}$$

C) $g_4 \neq Y_5$, $Y_2 = Y_3$, $g_2 = g_3$, $Y_6 = Y_7$

$$CMRR = \frac{(Y_5+g_4)(2Y_6(g_2+Y_2)+Y_1(g_2+Y_2+Y_6)) + Y_1Y_3Y_6}{Y_1((Y_5-g_4)(g_2+Y_2+Y_6)+Y_3Y_6)}$$

D) $Y_2 \neq Y_3$, $g_2 \neq g_3$, $g_4 = Y_5$, $Y_6 = Y_7$

$$CMRR = \frac{(2Y_6+Y_1)(2g_2g_3+g_3Y_2+g_2Y_3)+Y_1Y_6(g_2+g_3)+g_2Y_1Y_3Y_7/Y_5}{(2Y_6+Y_1)(g_2Y_3-g_3Y_2) + Y_1Y_6(g_2-g_3) + g_2Y_1Y_3Y_7/Y_5}$$

Bekanntlich kommt ein hoher Innenwiderstand der Stromquelle den Symmetrie-Eigenschaften einer Differenzstufe zugute. Dies bestätigt sich in den Fällen A, B und C, wo eine kleine Admittanz Y_1 des Stromquellen-Transistors T_1 unabhängig von der jeweils betrachteten Unsymmetrie eine hohe Gleichtakt-Unterdrückung gewährleisten kann.

Im Fall D hingegen strebt die Gleichtakt-Unterdrückung für abnehmendes Y_1 gegen den Grenzwert

$$\lim_{Y_1 \to 0} CMRR = \frac{2g_2g_3+g_3Y_2+g_2Y_3}{g_2Y_3-g_3Y_2} \quad .$$

Eine fehlende Übereinstimmung der Admittanzen Y_2 und Y_3 fällt offenbar nur dann nicht ins Gewicht, wenn diese beiden Admittanzen sehr kleine Werte haben. Dies läßt sich durch geeignete MOS-Transistoren T_2 und T_3 sicherstellen, die im Sättigungsbereich arbeiten.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß ein Differenzintegrierer nach Bild 4.6 günstige Voraussetzungen für eine hohe Gleichtaktunterdrückung bietet.

Im folgenden wollen wir uns mit der Linearität der MOS-Eingangsstufe in Bild 4.6 beschäftigen. Setzt man voraus, daß alle Transistoren im Sättigungsgebiet betrieben werden, dann gilt für die Transistoren die Gleichung (4.4) über einen weiten Bereich von U_{GS} mit hoher Genauigkeit.

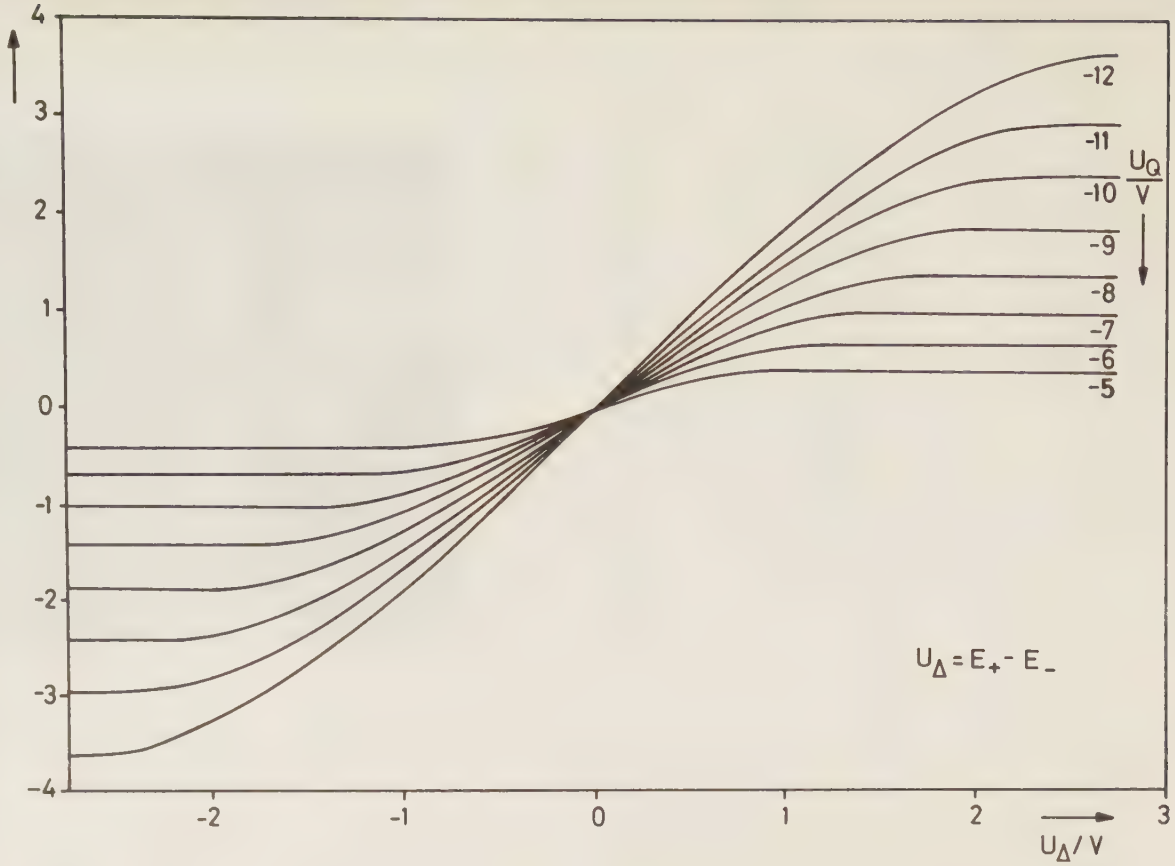


Bild 4.8 Übertragungskennlinien einer MOS-Eingangsstufe (Bild 4.6), nach Gl.(4.4) berechnet, U_T=-1,5V

In Bild 4.8 ist die daraus berechnete Übertragungskennlinie einer Differenzstufe für verschiedene Arbeitspunkte dargestellt. Die Transistor-Konstante β ist definiert durch

$$\beta = \mu_{ox} \cdot \varepsilon \cdot W/(L \cdot t_{ox}) \quad .$$

Für die Steuerspannung U_Q nach Bild 4.6 wurden Werte eingesetzt, die auf einer Schwellenspannung U_T = -1,5V basieren. Dies soll einen Vergleich mit den nachfolgenden Meßergebnissen ermöglichen. Für diese Messungen stand eine monolithisch integrierte Differenzstufe zur Verfügung, die in Bild 4.9 mit Angabe der W/L-Verhältnisse der fünf Transistoren vom Anreicherungstyp dargestellt ist, und in Bild 4.10 fotographisch abgebildet ist. Sie wurde nicht speziell für Filterzwecke entworfen und optimiert, sondern entstand als Eingangsstufe einer Verstärkerschaltung |89|.

Der relativ lange, schmale Stromquellen-Transistor erfordert eine große Drain-Source-Spannung, wenn er in der Sättigung betrieben werden soll. Die in Bild 4.11 wiedergegebene Messung wurde deshalb mit den Betriebsspannungen U_{B+} = 15V, U_{B-} = -10V bei E_- = 0 und U_+ = 3V durchgeführt. Die Schwellenspannungen können mit $U_{TP} \cong$ -1,5V und $U_{TN} \cong$ 1,4V angesetzt werden, bezogen auf den Fall, daß Substrat und Source gleiches Potential haben.

Die Messung zeigt, daß die Differenzstufe bei kleinem Ruhestrom recht symmetrisch ist. Auch die geringe Steilheit $\partial I_o/\partial U_\Delta$ ist für Anwendungen in niederfrequenten Filtern von Vorteil. Der lineare Bereich ist dabei jedoch sehr klein. Bei U_Q = -5V ist schon mit $U_\Delta = E_+ - E_-$ = ±1V die Sättigung erreicht.

Durch einen größeren Ruhestrom lassen sich diese Grenzen deutlich hinausschieben. Es ist dabei jedoch zu beobachten,

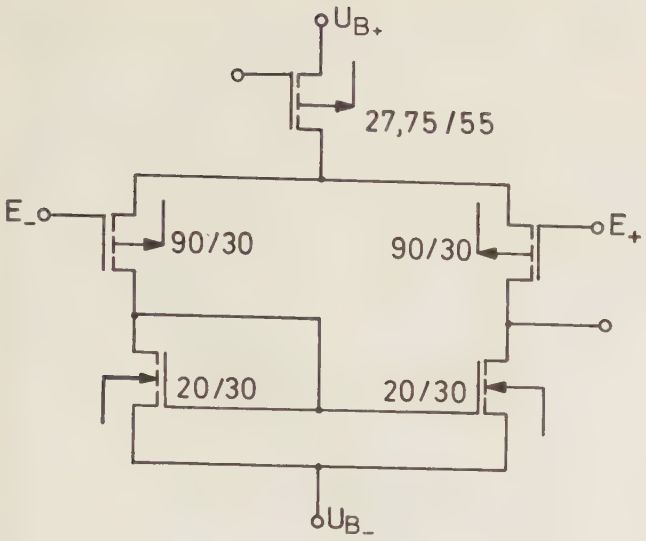


Bild 4.9 Verwendete Eingangsstufe mit Angabe der W/L-Verhältnisse in µm

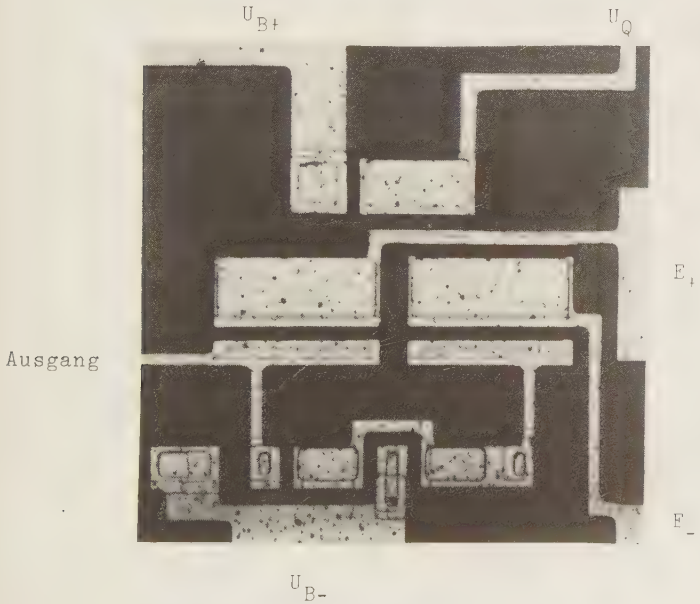


Bild 4.10 Abbildung der Eingangsstufe mit ca. 470-facher Vergrößerung

daß jenseits von U_Q = -11V die Symmetrie deutlich abnimmt. Der Sättigungsstrom für $U_\Delta > 0$ wird bei $U_Q \approx -13V$ erreicht, während sich bei $U_\Delta < 0$ auch dann noch die quadratische Abhängigkeit von $U_Q - U_T$ erkennen läßt, die bei einem im Sättigungsbereich arbeitenden Transistor T_1 zu erwarten ist (Bild 4.6). Die Notwendigkeit, diesen Transistor in der Sättigung zu betreiben, begrenzt also die Möglichkeit, durch einen noch höheren Ruhestrom die Aussteuerbarkeit der Stufe zu erhöhen. Zur Prüfung der Linearität wurde ein Integrierer nach Bild 4.6 unter Verwendung dieser Eingangsstufe aufgebaut. Bild 4.12 zeigt die ersten drei Harmonischen von U_o bei einer Aussteuerung des nichtinvertierenden Eingangs mit einer Wechselspannung von 1V mit f = 1kHz. Der Integrierer war bei dieser Messung auch über den invertierenden Eingang rückgekoppelt, so daß $E_- = U_o$ galt, um eine hinreichende Aussteuerbarkeit des Operationsverstärkers sicherzustellen. Durch die Wahl von C = 47nF wurde bei den gemessenen Frequenzen $|U_o| \ll |E_+|$ und damit ein annähernd integrierendes Verhalten gewährleistet. Die Messung zeigt, daß zu hohen negativen Werten von U_Q hin die dritte Harmonische von U_o abnimmt. Die geringere Symmetrie bringt dabei jedoch einen Anstieg der zweiten Harmonischen mit sich. Ein Betrieb des Stromquellen-Transistors in der Sättigung ist also nicht nur für eine gute Gleichtaktunterdrückung, sondern auch zur Erhöhung der Linearität notwendig.

Dies läßt sich durch eine zweite Messung noch verdeutlichen (Bild 4.13). Bei ihr wurde eine geringere Betriebsspannung von ±7,5V eingestellt, um einen Betrieb der Integrierer mit CMOS-Operationsverstärkern Intersil ICL 7641 zu ermöglichen. Die geringere Gate-Source-Spannung des Stromquellen-Transistors führt erwartungsgemäß zu einer größeren Asymmetrie, was sich in Bild 4.14 durch eine größere zweite Harmonische bemerkbar macht.

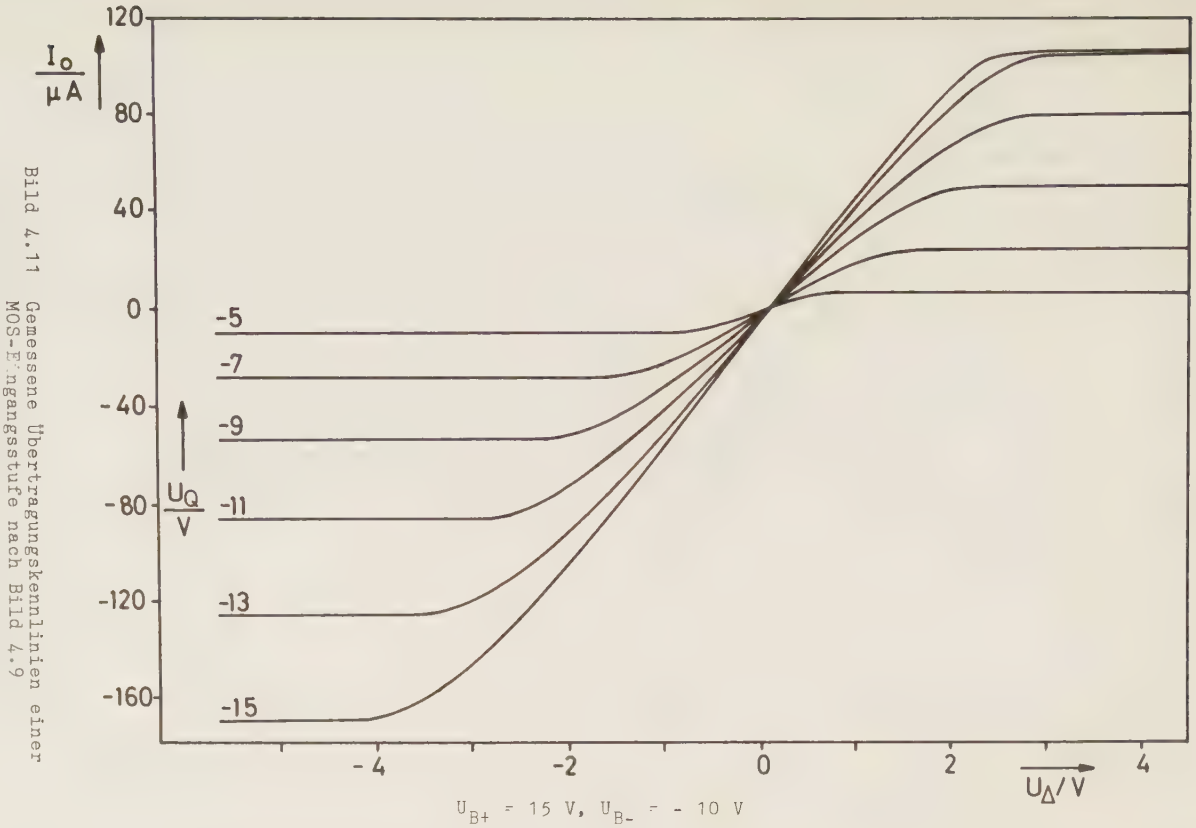


Bild 4.11 Gemessene Übertragungskennlinien einer MOS-Eingangsstufe nach Bild 4.9

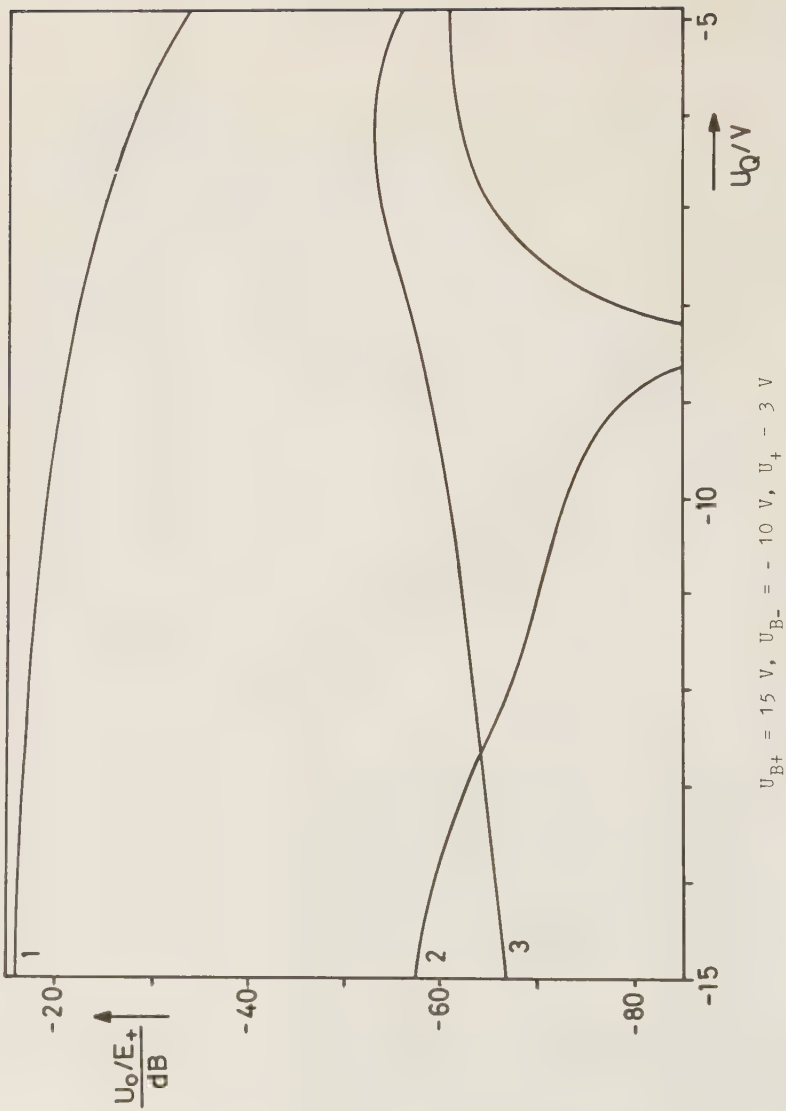


Bild 4.12 Die ersten drei Harmonischen der Ausgangsspannung U_o eines Differenzintegrierers bezogen auf die Eingangsspannung $E_+ = 1\ V_{eff}$, f = 1 kHz

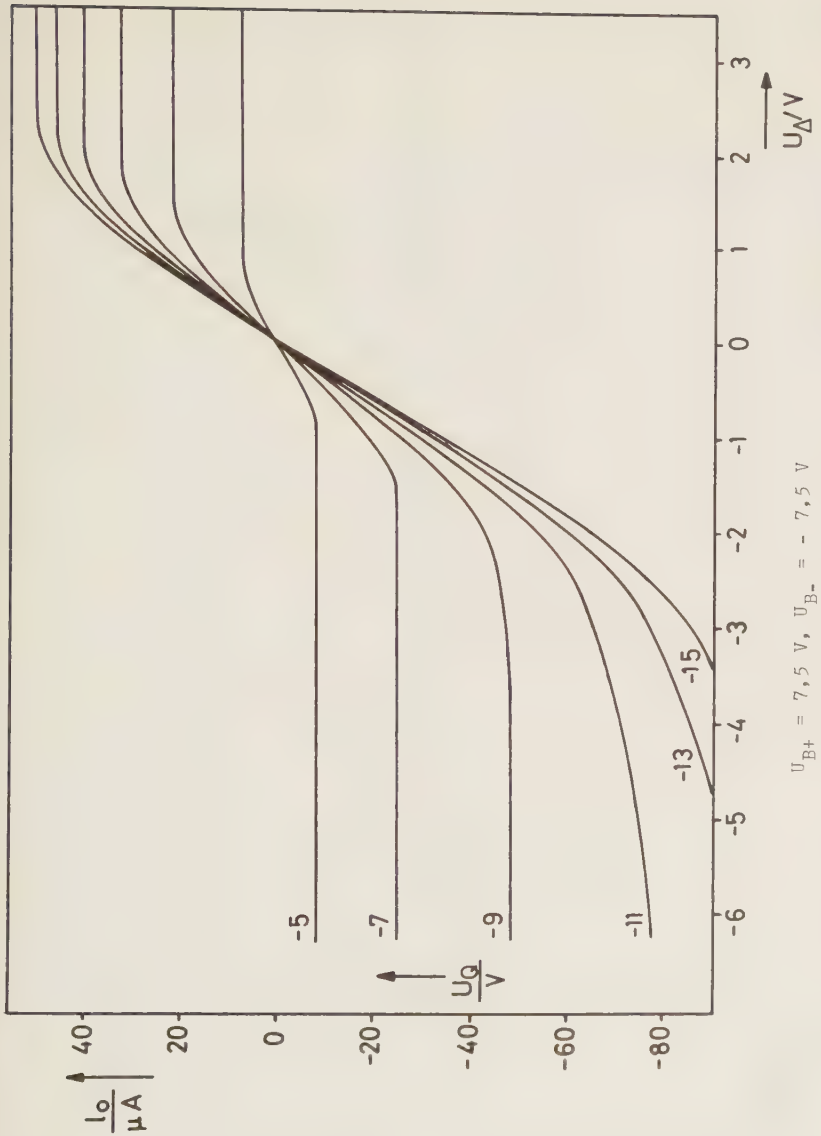


Bild 4.13 Gemessene Übertragungskennlinien der Eingangsstufe nach Bild 4.9; Betriebsspannungen entsprechen denen des Filterbetriebs (Kap. 4.3)

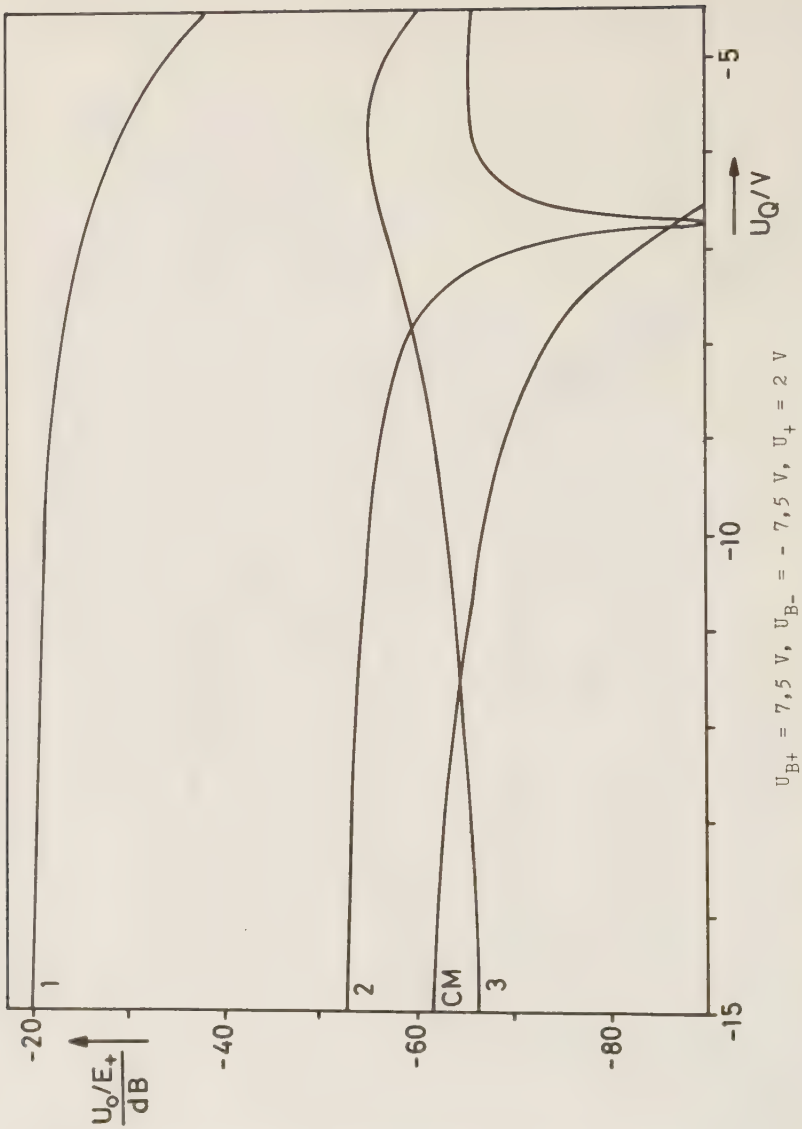


Bild 4.14 Die ersten drei Harmonischen der Ausgangsspannung U_o eines Differenzintegrierers (Bild 4.6) bei $E_+ = 1V_{eff}$, $E_- = 0$ und $f = 1$ kHz, sowie die Gleichtaktverstärkung $CM = |2U_o/(E_+ + E_-)|$

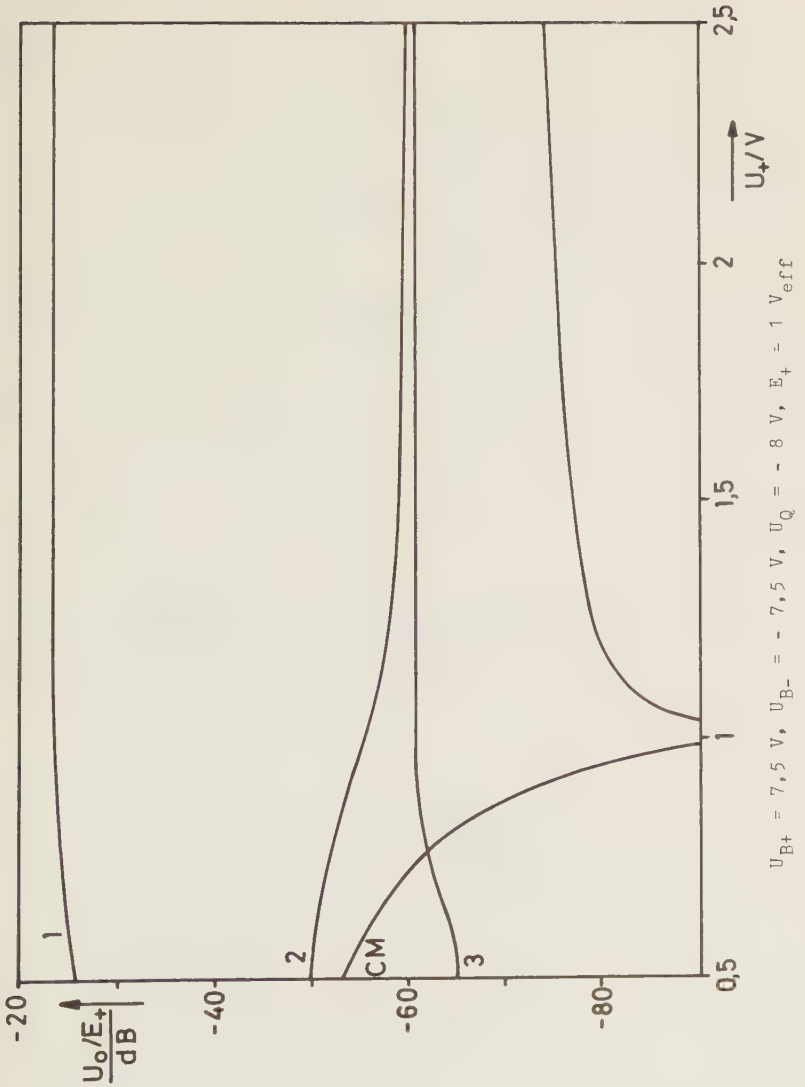


Bild 4.15 Harmonische von U_o und Gleichtaktverstärkung CM als Funktion von U_+ (sonstige Angaben s. Bild 4.14)

Auch die Gleichtaktverstärkung CM = $|2U_o/(E_+ + E_-)|$ nimmt für Steuerspannungen $U_Q < -6V$ rasch zu. Für den Einsatz in einer Filter-Schaltung wurde $U_Q = -8V$ gewählt, um neben einer hinreichend guten Gleichtakt-Unterdrückung einen geringen Klirrfaktor sicherzustellen. Auch die Wahl der Referenzspannung U_+ ist nicht ohne Einfluß (Bild 4.15). Hier zeigt die Gleichtaktverstärkung in der Nähe der Schwellenspannung von 1,4V ein Minimum. Für den Filterbetrieb und die Messung zu Bild 4.14 wurde $U_+ = 2V$ gewählt. Damit wurde auch ein einwandfreier Betrieb des nachgeschalteten Operationsverstärkers sichergestellt.

4.2.2 Folgerungen

Nachdem wir durch einige Messungen wesentliche Eigenschaften der Differenzstufe kennengelernt haben, sollen im folgenden einige Überlegungen angestellt werden, wie sich diese Schaltung im Hinblick auf die Anwendung in Filtern optimieren läßt.

Dabei ist zunächst zu beachten, daß die getestete Stufe (Bild 4.9) bei $U_Q = -8V$ eine Steilheit von etwa 20 µS hat. Will man jedoch Niederfrequenz-Filter mit Kapazitäten von maximal 100 pF realisieren, dann müssen die Eingangsstufen Steilheiten in der Größenordnung von 1µS haben.

Dem Bild 4.9 können wir entnehmen, daß die Eingangstransistoren der Schaltung mit W/L = 90/30 relativ kurz und breit sind. Da die Steilheit g_m dieser Transistoren gemäß (4.4) und (4.5) proportional zur Breite W ist, empfiehlt es sich, deutlich schmalere Eingangs-Transistoren einzusetzen. Dies käme auch der Linearität zugute, die dann nicht mehr durch hohe Ruheströme erkauft werden müßte.

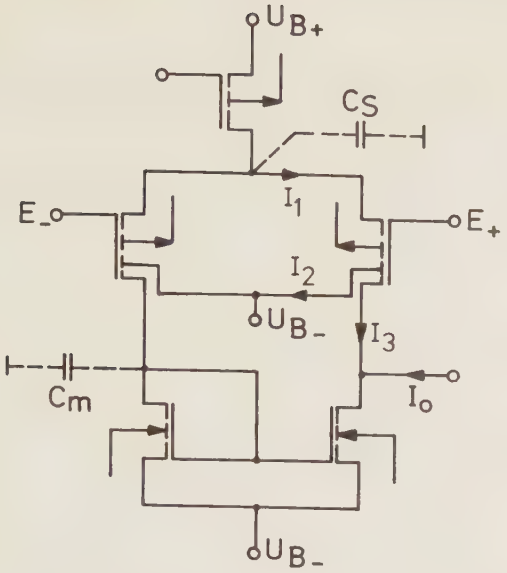


Bild 4.16 MOS-Differenzstufe mit Stromteilern

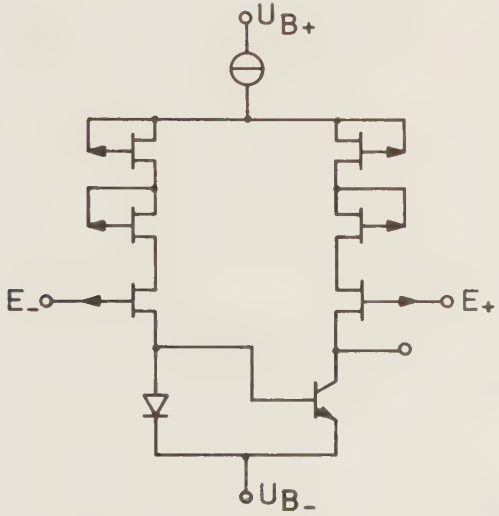


Bild 4.17 JFET-Differenzstufe mit erhöhter Aussteuerbarkeit |1,2|

Durch eine Verringerung der Steilheit der Transistoren wird allerdings der Einfluß von Streukapazitäten wie etwa C_m und C_s in Bild 4.16 erhöht. Für die Admittanz Y_5 in Bild 4.7 gilt z. B. unter Berücksichtigung einer Steilheit g_5 des Transistors T_5 und einer Streukapazität C_m:

$$Y_5(j\omega) = g_5 + j\omega C_m \ .$$

Eine durch C_m verursachte Phasendrehung kann durch eine Kompensationskapazität C' (Bild 3.13) ausgeglichen werden.

In Bild 4.16 ist gezeigt, wie auch die Wirkung von C_s ("tail pole", |73|) gemindert werden kann. Durch zusätzliche Drain-Anschlüsse bei den Eingangstransistoren wird für eine Stromteilung gesorgt. Da z. B. der Strom I_2 zur negativen Betriebsspannung abfließt, wird nicht der volle Strom I_1 am Ausgang der Stufe wirksam, sondern nur der geringere Strom I_3. Es kann deshalb eine entsprechend größere Steilheit der Eingangstransistoren gewählt werden, wodurch sich der Einfluß von C_s verringert. Dieses Prinzip ist von der Schaltungstechnik bipolarer Operationsverstärker her bekannt |73,91|, wo zur Stromteilung Mehrfach-Kollektoren verwendet werden.

Bei der theoretischen Betrachtung der Differenz-Eingangsstufe hatten wir die Möglichkeit mit einbezogen, durch zusätzliche Admittanzen Y_6 und Y_7 (Bild 4.7) die Steilheit der Stufe herabzusetzen. Bild 4.17 zeigt am Beispiel der JFET-Technologie, wie dies bei monolithischen Schaltungen durch zusätzliche Transistoren realisiert werden kann.

4.3 Messungen an einem CMOS-aktiven Filter

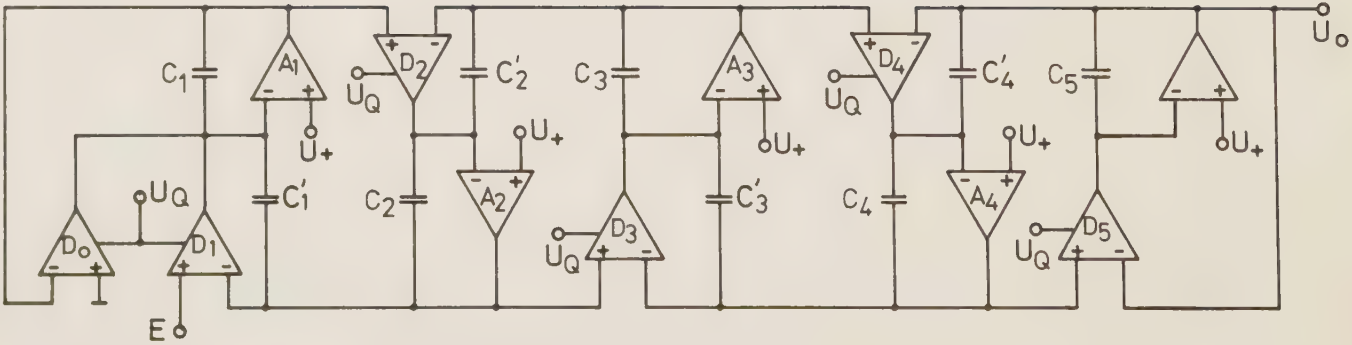
4.3.1 Dämpfungsverlauf

Nachdem wir uns im vorangehenden Abschnitt mit der Untersuchung einer CMOS-Differenzstufe beschäftigt haben, soll im folgenden eine Filterschaltung untersucht werden, in der die Integrierer nicht mit Ohmschen Widerständen, sondern mit Eingangsstufen nach Bild 4.9 ausgestattet sind. Im Gegensatz zu einer aus diskreten MOS-Transistoren aufgebauten Differenzstufe erlaubt die verwendete monolithisch integrierte Eingangsschaltung recht gute Prognosen über die Funktion eines monolithischen Filters. Als zweite Halbleiterschaltung neben der monolithischen Eingangsstufe enthält jeder Integrierer einen monolithischen CMOS-Operationsverstärker Intersil ICL 7641 mit einem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt von etwa 1,2 MHz.

Die zu Meßzwecken aufgebaute Schaltung (Bild 4.18 und Anh. C) wurde aus einem Tschebyscheff-Tiefpaß fünften Grades T5/13dB |74| mit Hilfe der Leapfrog-Synthese entwickelt. Sie enthält außer den Integrier-Kapazitäten von etwa 2nF kleine Kompensations-Kondensatoren, die entsprechend den im vorigen Kapitel angestellten Überlegungen an die Verstärkung der Operationsverstärker angepaßt wurden.

Bei der Dimensionierung der Filterelemente wurde eine Grenzfrequenz von 3,4kHz und eine maximale Dämpfung im Durchlaßbereich von 0,2233 dB angestrebt in Anlehnung an Anforderungen, wie sie an PCM-Tiefpässe gestellt werden. Bild 4.19 zeigt, daß der Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich dem Ideal recht nahe kommt. Die Dämpfung im Sperrbereich übertrifft bei 6,8kHz den Sollwert um etwa 3dB. Ein unmittelbarer Vergleich mit einem PCM-Tiefpaß ist hier nicht möglich, da das untersuchte Filter keine Dämpfungspole bei endlichen Frequenzen hat.

Bild 4.18
CMOS-Polynom-Tiefpaß
(siehe auch Anhang C)



A_i: Operationsverstärker

D_i: Differenz-Eingangsstufen

C_i: Integrier-Kapazitäten

C'_i: Kompensations-Kapazitäten

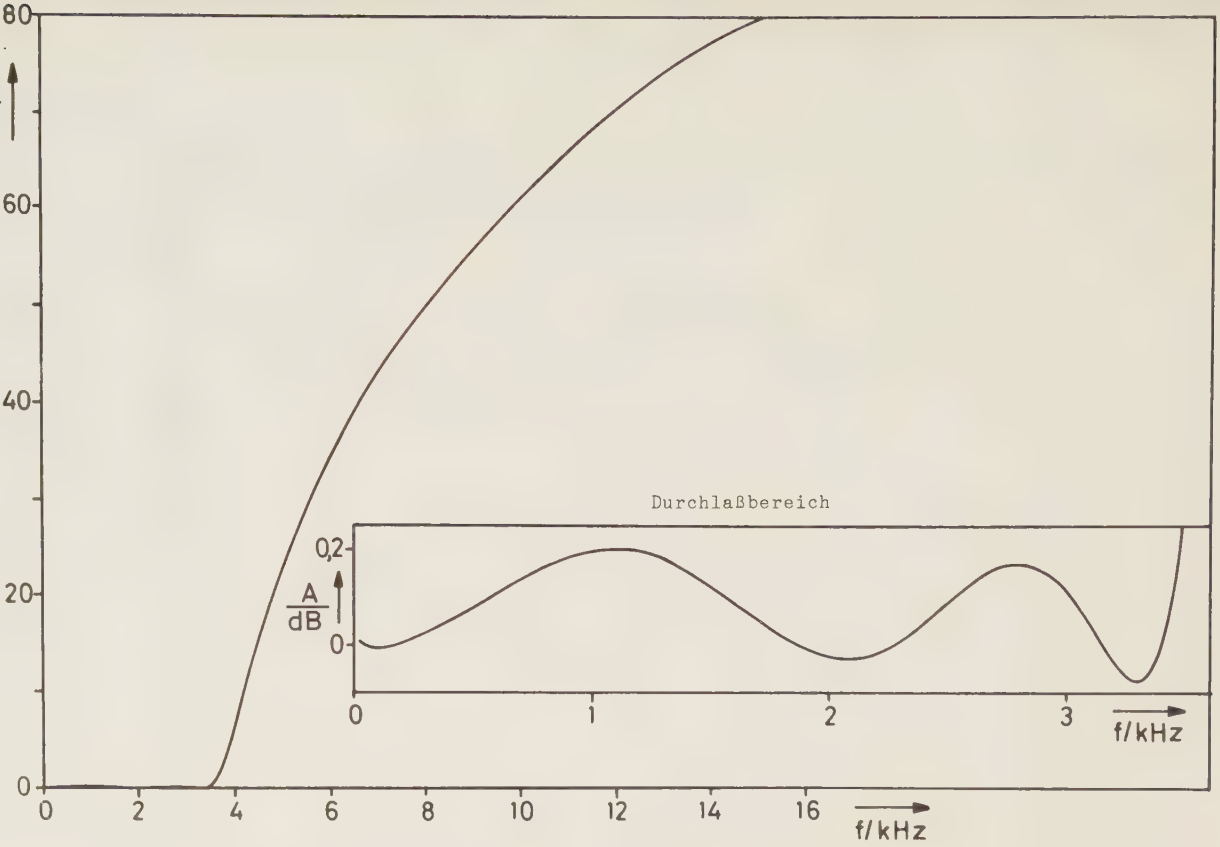


Bild 4.19 Dämpfungsverlauf des Filters nach Bild 4.18 bei U_Q = -8 V

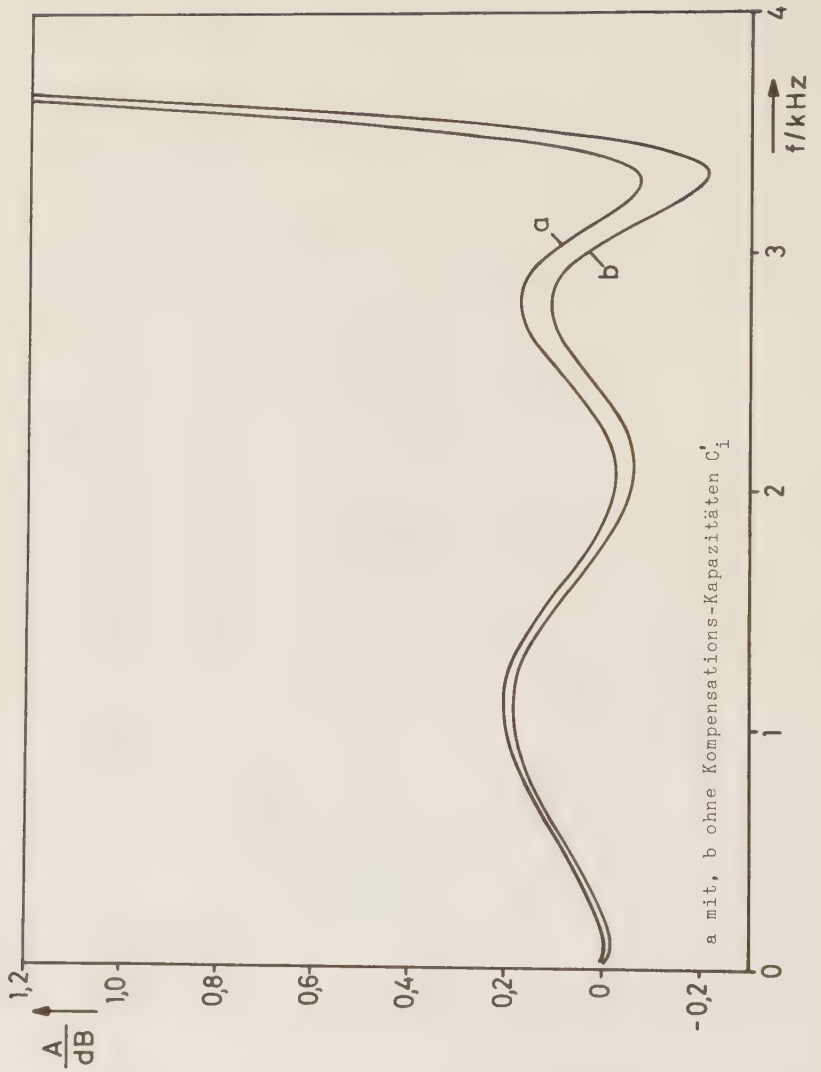


Bild 4.20 Wirkung der Kompensations-Kapazitäten bei dem Filter nach Bild 4.18

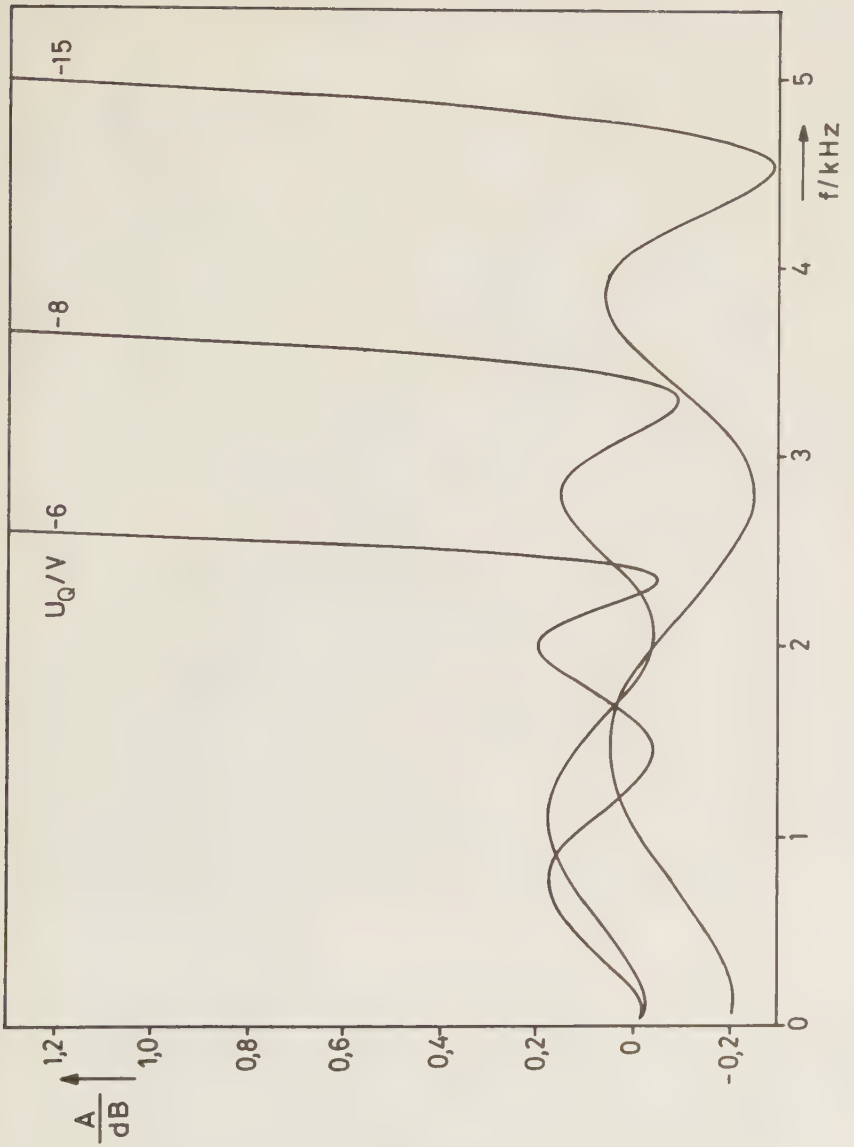


Bild 4.21 Abhängigkeit der Dämpfung A von U_Q im Durchlaßbereich bei dem Filter nach Bild 4.18

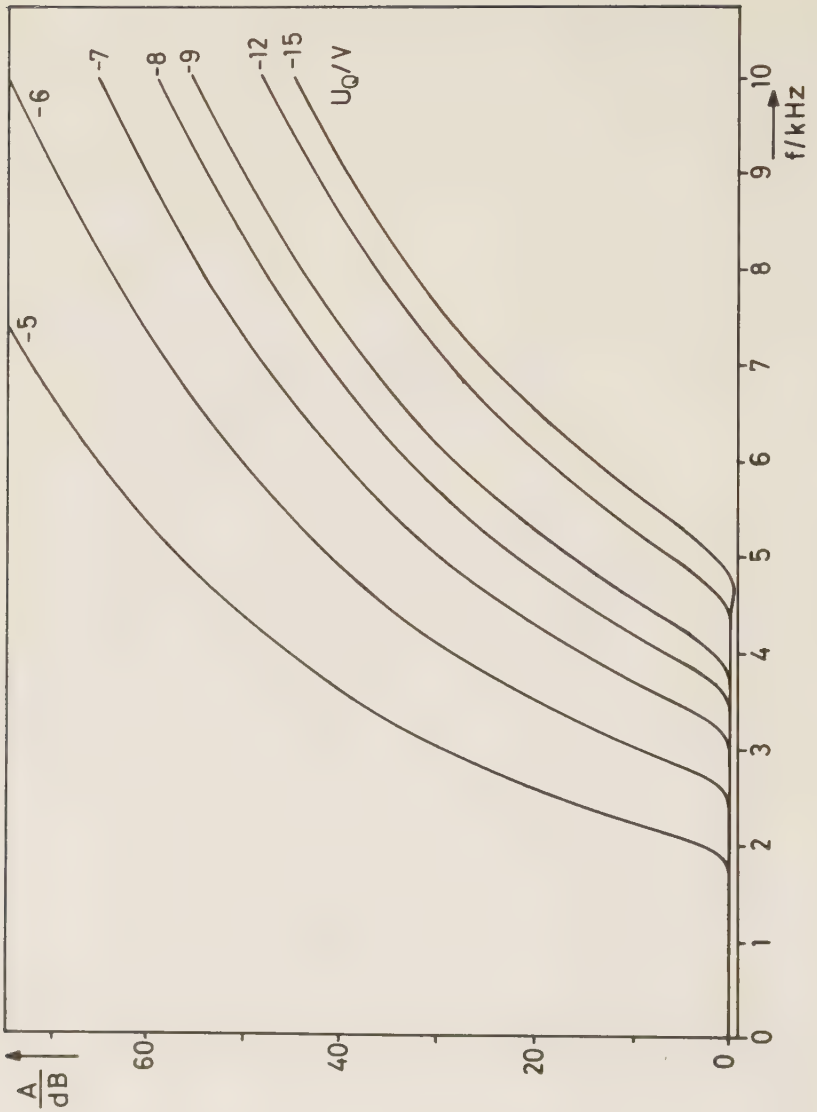


Bild 4.22 Abhängigkeit der Dämpfung A von der Steuerspannung U_Q bei dem Filter nach Bild 4.18

Eine weitere Messung galt dem Einfluß der Kompensations-Kondensatoren (Bild 4.20). Trotz der geringen Grenzfrequenz des Tiefpasses ist dieser Einfluß nicht unbedeutend. Nicht berücksichtigt werden mußte bei der Kompensation die Eingangskapazität der Operationsverstärker von etwa 6pF, da sie gegenüber einer Integrier-Kapazität von mehr als 1nF vernachlässigbar ist. Bei monolithisch integrierten Filtern mit Integrier-Kapazitäten von unter 100pF müssen jedoch nicht nur derartige Eingangskapazitäten, sondern auch die parasitären Kapazitäten zwischen dem Substrat und den Integrier-Kapazitäten in die Kompensation einbezogen werden. Die sechs verwendeten Differenzstufen wurden aus neun zur Verfügung stehenden Exemplaren ausgewählt, die bei U_Q=-8V eine mittlere Steilheit von 23,8µS bei einer Standardabweichung von 1,4% hatten. Die in Bild 4.21 und 4.22 wiedergegebenen Messungen lassen erkennen, daß diese gute Übereinstimmung der Steilheiten auch bei Veränderung der gemeinsamen Steuerspannung U_Q erhalten bleibt. Auf diese Weise läßt sich die Grenzfrequenz des Filters über einen erheblichen Bereich variieren, ohne daß die Tschebyscheff-Charakteristik verloren geht. Dies eröffnet nicht nur die Möglichkeit, das Filter mit Hilfe einer Regelschleife auf eine feste Grenzfrequenz exakt einzustellen. Auch der Einsatz entsprechender Integrierer in adaptiven Systemen für verschiedene Zwecke erscheint denkbar.

4.3.2 Dynamikbereich

Um einen Vergleich mit dem in Bipolar-JFET-Technik realisierten Filter von TAN |1,2| zu ermöglichen, wurde die Ausgangsspannung des Filters bei einer sinusförmigen Eingangsspannung von 800 Hz gemessen. Bild 4.23 zeigt das Verhältnis der Effektivwerte der ersten drei Oberschwingungen zu dem der Grundschwingung. Die höheren Oberschwingungen liegen außerhalb des

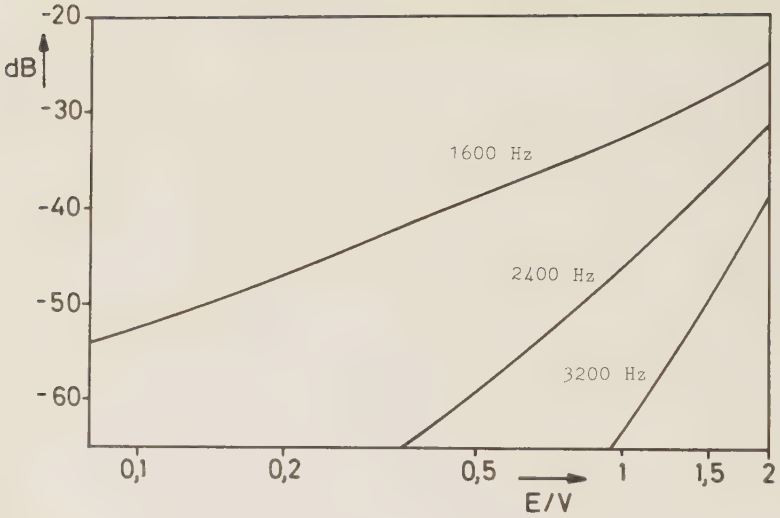


Bild 4.23 Amplitudenabhängigkeit des Verhältnisses der Effektivwerte der ersten drei Oberwellen zu dem der Grundwelle der Spannung U_o am Filterausgang, f_o = 800 Hz

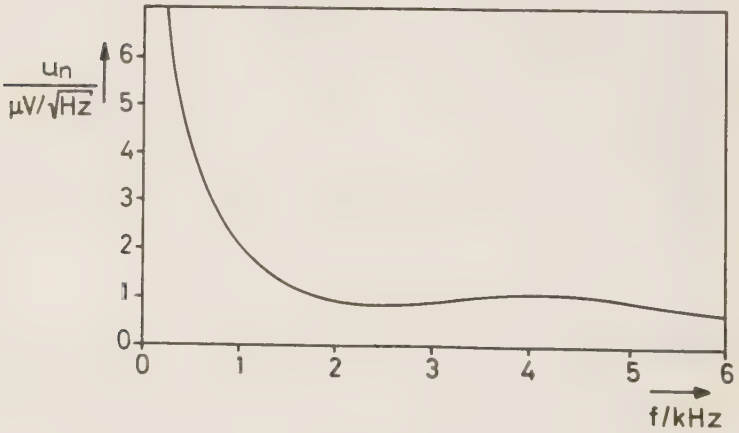


Bild 4.24 Effektive Rauschspannungsdichte u_n am Filterausgang

Durchlaßbereichs. Ein Klirrfaktor von 1% wird bei einer Eingangsspannung von etwa 450 mV erreicht bei einer Betriebsspannung von ± 7,5V.

Das Rauschen wurde unter Verwendung eines Bandpasses von 300 Hz effektiver Bandbreite gemessen (Bild 4.24). Im Bereich 0,15 ... 6 kHz ergibt sich eine eff. Rauschspannung von ca. 150 µV, was bezogen auf E=450 mV einen Rauschabstand von 225/0,15 ≙ 63,5 dB ergibt. Das Rauschspektrum zeigt unterhalb 1 kHz ein Erscheinungsbild, welches offenbar weitgehend durch das charakteristische 1/f-Rauschen der MOS-Transistoren geprägt ist. Bei Tiefpässen fällt dies erheblich ins Gewicht, so daß eine Optimierung der Differenzstufen angebracht ist, wie sie im vorigen Abschnitt angesprochen wurde (4.2.2).

Ein wichtiger Gesichtspunkt ist schließlich die Temperaturabhängigkeit des Filters. Es wurde an einzelnen Differenzstufen bei verschiedenen Werten von U_Q und U_+ eine Veränderung der Steilheit von ca. -0,4%/K in einem Temperaturbereich von 300 ... 330 K gemessen. In dem Maße, in dem bei einem monolithischen Filter die Integrierer in ihrer Temperatur übereinstimmen, läßt sich dieser Effekt durch einen Regelkreis kompensieren, wie man ihn bei hohen Anforderungen an die Einhaltung der Grenzfrequenzen ohnehin braucht (siehe Kap. 4.5).

4.3.3 Leistungsaufnahme

Aus der in den Differenzstufen enthaltenen Stromquelle fließt bei U_Q= -8 V ein Strom von ca. 30 µA. Die Leistungsaufnahme der Stufe kann bei einer Betriebsspannung von ±7,5 V deshalb mit etwa 450 µW angesetzt werden. Dieser Wert ist sehr gering, auch im Hinblick auf die monolithische Integration von Filtern höheren Grades.

Wesentlich stärker ins Gewicht fällt dagegen die Leistungsaufnahme des Operationsverstärkers von etwa 45 mW. Hier ist eine Verringerung wünschenswert, wenn mehrere auf einem Chip integriert werden sollen. Eine daraus resultierende Verminderung der Bandbreite kann durch die aufgezeigten Kompensations-Möglichkeiten ausgeglichen werden.

Der hier verwendete Operationsverstärker ICL 7641 enthält eine interne Kompensations-Kapazität von 33 pF, die unmittelbar mit dem Ausgang verbunden ist. Der innere Verstärker wird dadurch so gegengekoppelt, daß der Ausgangswiderstand mit wachsender Frequenz abnimmt. Der Verstärker-Ausgang ist auf diese Weise schon bei wenigen kHz sehr niederohmig. Für die monolithische Integration ist jedoch eine große interne Kompensations-Kapazität von erheblichem Nachteil, da sie viel Fläche beansprucht. Es empfiehlt sich daher, die Zahl der Verstärkerstufen zu reduzieren oder spannungsgesteuerte Stromquellen einzusetzen, wie dies schon im Kap. 3.5 angesprochen wurde.

4.4 Filter mit Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen

Beim Entwurf von Leapfrog-Filtern war man von Anfang an bestrebt, auch Schaltungen mit Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen zu realisieren [19]. Man war dabei jedoch der Auffassung, daß die aus Gründen der Empfindlichkeit angestrebte Korrespondenz zwischen aktivem und passivem Filter einen zusätzlichen Integrierer für jede hinzugefügte Reaktanz beim LC-Filter erfordern würde [19]. Da es sich hier jedoch um nichtkanonische Schaltungen handelt, konnte im zweiten Kapitel gezeigt werden, wie sich auch ohne Mehraufwand an Integrierern ein Filter realisieren läßt, welches vergleichbar geringe Empfindlichkeiten hat wie ein LC-Filter. Der Ausweg, den man damals fand, führte gleich-

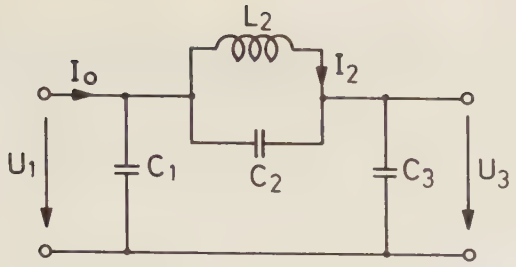


Bild 4.25 Zelle eines LC-Tiefpasses mit Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen

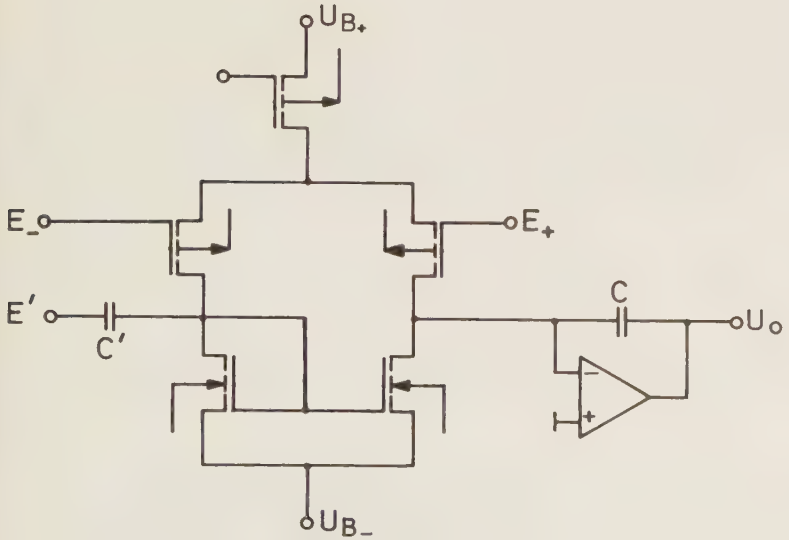


Bild 4.26 Summierer-Integrierer

wohl zu befriedigenden Ergebnissen und kann ohne Schwierigkeiten auf MOS-Schaltungen übertragen werden. Dazu soll die Filterzelle in Bild 4.25 betrachtet werden. Im Falle $C_2=0$ gilt:

$$I_2 = (U_1-U_3)/pL_2$$
$$U_1 = (I_o-I_2)/pC_1 \quad .$$

Diese Gleichungen können durch Integrierer dargestellt werden (vgl. (2.11)). Wenn die Kapazität C_2 von Null verschieden ist, so gilt

$$U_1 = (I_o-I_2)/p(C_1+C_2) + U_3 \cdot C_2/(C_1+C_2) \quad .$$

Zur Darstellung dieser Gleichung kann ein Integrierer zu einem "Summierer-Integrierer" abgewandelt werden. Gegenüber der in Bild 2.11 wiedergegebenen Schaltung muß der nichtintegrierende Eingang wegen des anderen Vorzeichens auf die Eingangsseite des Stromspiegels gelegt werden |1|, Bild 4.26. Definiert man die Steilheit g_d der Eingangsstufe gemäß (4.7), dann gilt

$$U_o = (E_+-E_-)\cdot g_d/pC + E'\cdot C'/C \quad .$$

Dabei ist $I' = E'\cdot pC'$ (Bild 4.26) angenommen worden, was sich durch eine kleine Eingangsimpedanz des Stromspiegels sicherstellen läßt.

Die Schaltung in Bild 4.26 ist auch unter dem in Abschnitt 3.4 betrachteten Gesichtspunkt der Kompensation von Interesse. Wird durch Schaltungszwang $E' = E_+$ bewirkt, dann läßt sich zeigen, daß die Kapazität C' gegenüber dem nichtinvertierenden Integrierer-Eingang eine ähnliche Kompensations-Aufgabe erfüllen kann wie die Kapazität C' in Bild 3.10 gegenüber dem invertierenden Eingang.

4.5 Veränderung der Grenzfrequenz des Filters

Wie die Messungen an dem aus MOS-Schaltungen aufgebauten Filter gezeigt haben, lassen sich die Zeitkonstanten der Integrierer auf einfache Weise verändern (Bild 4.22). Es soll jetzt gezeigt werden, wie man etwa durch eine von außen vorgegebene Referenz-Frequenz f_R die Filterkonstanten beeinflussen kann. Ein solches Verfahren ist auch erforderlich, wenn ein Filter sehr exakt auf eine feste Grenzfrequenz eingestellt werden soll. Auf diese Weise können Herstellungstoleranzen ebenso wie thermische und andere Drift-Erscheinungen kompensiert werden. Wenn bei einem monolithisch integrierten Filter alle Integrierer etwa die gleichen relativen Abweichungen aufweisen, können diese durch eine einzige Steuerspannung U_Q korrigiert werden, mit der man den Ruhestrom und dadurch auch die Steilheit der Differenz-Eingangsstufen regulieren kann.

Zur Steuerung der Grenzfrequenz über die Gate-Source-Spannung von Stromquellen-Transistoren wird in |1| die Möglichkeit genutzt, aus zwei Integrierern und einem Inverter einen Spannungs-gesteuerten Oszillator (VCO) aufzubauen, der unter Verwendung eines Phasendetektors mit der Referenz-Frequenz synchronisiert wird.

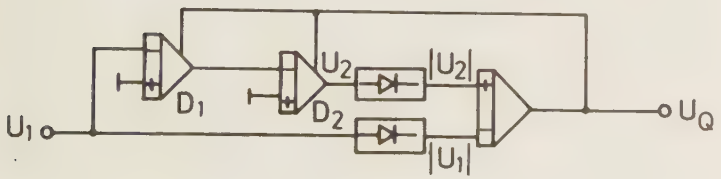


Bild 4.27 Erzeugung der Steuerspannung U_Q

Eine andere Schaltung ist in Bild 4.27 angegeben. Hier wird eine sinusförmige Referenzspannung U_1 der Frequenz f_R an den Eingang einer Kaskaden-Schaltung von zwei Differenzintegrierern D_1 und D_2 gelegt. Bezeichnet man nach (2.14) die Zeitkonstanten der Integrierer mit T_1 und T_2, so gilt für die Ausgangsspannung U_2:

$$U_2 = - \frac{U_1}{(2\pi f_R)^2 T_1 T_2} .$$

Der Integrierer D_3 habe die Funktion, die Steuerspannung U_Q so einzustellen, daß $|U_2| = |U_1|$ ist. U_Q kann dann als Steuerspannung für alle Integrierer eines oder mehrerer monolithisch integrierter Filter genutzt werden, so daß die Grenzfrequenz von f_R abhängig gemacht wird.

5. Zusammenfassung

Es wird in dieser Arbeit die Möglichkeit untersucht, aktive Filter unter Verzicht auf die Verwendung Ohmscher Widerstände als Halbleiterschaltung monolithisch zu integrieren. Zunächst wird gezeigt, daß die Leapfrog-Synthese eine geeignete Grundlage ist, um unter Verwendung von Differenzintegrierern und -verstärkern Tiefpässe und Bandpässe zu entwickeln. Die Art und Weise, wie dabei die aktiven Filter resistiv abgeschlossenen LC-Abzweigfiltern nachgebildet werden, wirkt sich günstig auf die Empfindlichkeiten und den Dynamikbereich der aktiven Filter aus.

Da Integrierer die wichtigsten Bausteine von Leapfrog-Filtern und den daraus entwickelten integrierbaren Schaltungen sind, werden in einem weiteren Kapitel die Auswirkungen untersucht, die durch die Verwendung realer Halbleiterschaltungen, insbesondere realer Operationsverstärker hervorgerufen werden. Für verschiedene Integrierer-Schaltungen und für Inverter werden Kompensationsmaßnahmen aufgezeigt, durch die sich ihre Güte erheblich verbessern läßt.

Die Realisierung von Leapfrog-Filtern unter Verwendung von Differenzintegrierern bringt neben der Integrierbarkeit einige zusätzliche Vorteile gegenüber dem Einsatz von herkömmlichen Integrierern wie z. B. Miller-Integrierern. Durch eine gute Gleichtakt-Unterdrückung sowie hohe Eingangs- und Ausgangsimpedanzen kommen die untersuchten Eingangsstufen der Differenzintegrierer dem Ziel einer Differenzspannungs-gesteuerten Stromquelle sehr nahe. Außerdem reduziert sich die Zahl der benötigten Operationsverstärker.

Zur Durchführung von Messungen wurden zwei monolithisch integrierte MOS-Schaltungen, nämlich ein Operationsverstärker und eine Differenz-Eingangsstufe mit einem Kondensator zu einem Differenzintegrierer zusammengeschaltet. Die Übertragungseigenschaften der Eingangsstufe wurden unter Variation verschiedener Parameter dokumentiert.

Schließlich wurde aus fünf Differenzintegrierern in MOS-Technik ein Polynom-Tiefpaß aufgebaut. Durch Messungen wurde die Aussteuerbarkeit und das Eigenrauschen sowie die Wirkung von Kompensationsmaßnahmen überprüft. Außerdem wird gezeigt, daß die Grenzfrequenz des Filters durch Veränderung einer einzigen Steuerspannung über einen weiten Bereich hinweg variiert werden kann.

Damit ist erwiesen, daß sich unter Verzicht auf Ohmsche Widerstände aktive Filter in MOS-Technik realisieren lassen, die einige beachtliche Vorteile gegenüber herkömmlichen Leapfrog-Filtern haben.

Anhang A

Empfindlichkeiten gegenüber α und ß bei einer Zelle nach Bild 2.4 für ein Streuparameterfilter

Für die Filterzelle nach Bild 2.4 erhält man

$$B_1 = \alpha(U_+ - A_1) + U_+ \quad \text{mit} \quad U_+ = A_1 + (A_2 - A_1)Z_1/(Z_1+Z+Z_2) \ .$$

Daraus folgt mit (2.3)

$$B_1 = (1-S_{12})A_1 + S_{12}A_2 \quad \text{mit} \quad S_{12} := (1+\alpha)Z_1/(Z_1+Z+Z_2) \ . \qquad (A.1)$$

Entsprechend findet man

$$B_2 = S_{12}A_1 + (1-S_{21})A_2 \quad \text{mit} \quad S_{21} := (1+\beta)Z_2/(Z_1+Z+Z_2) \ . \qquad (A.2)$$

Wir nehmen an, daß die Zelle nach Bild 2.4 Bestandteil eines Streuparameterfilters ist, und wollen im folgenden einen Zusammenhang zwischen den Transmittanzen S_{12} und S_{21} der Zelle und der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ des Filters herstellen. Dazu betrachten wir jedoch zunächst nicht das aktive Filter, sondern fassen (A.1) und (A.2) als Beschreibung einer Filterzelle N auf, welche Bestandteil des nachgebildeten LC-Filters ist. Die Zelle N möge dabei für ein Zweitor stehen, welches im Idealfall nur eine Reaktanz jX im Längszweig enthält (Bild 2.5). Die verbleibenden Teile des Filters sollen durch Ersatzschaltungen gemäß Bild 2.5 dargestellt werden mit

$$Z_1' = R' + jX_1' \quad \text{und} \quad Z_2' = R' + jX_2' \ . \qquad (A.3)$$

Hat nun das LC-Filter bei einer Frequenz ω_i eine Dämpfungsnullstelle, dann stellt bei dieser Frequenz die Reaktanz jX zwischen Z_1' und Z_2' Leistungsanpassung her. Die Funktion

$H'(j\omega) := U_2'/E'$ bezeichnen wir an der Stelle $\omega=\omega_i$ mit $H_i' = H'(j\omega_i)$

$$H_i' = \frac{Z_2'}{Z_1'+jX+Z_2'} = \frac{Z_2'}{2R'} \quad . \tag{A.4}$$

Es soll nun ein Zusammenhang zwischen den Spannungen E' und U_2' und der durch (A.1) und (A.2) beschriebenen Streumatrix $\underline{S}$ (vgl. (2.3)) gefunden werden. Für die Schaltung in Bild 2.5 läßt sich entsprechend (2.2) und (2.3) folgende Gleichung angeben:

$$\begin{pmatrix} U_1' + R_1 I_1' \\ U_2' + R_2 I_2' \end{pmatrix} = \underline{S} \cdot \begin{pmatrix} U_1' - R_1 I_1' \\ U_2' - R_1 I_2' \end{pmatrix} \tag{A.5}$$

Mit Hilfe der Gleichungen

$$E' = U_1' + Z_1' I_1' \text{ und } U_2' = - Z_2' I_2'$$

lassen sich die Ströme I_1' und I_2' in (A.5) ersetzen, so daß folgt

$$\begin{pmatrix} Z_2'(Z_1'+R_1)U_1' - Z_2' R_1 E' \\ Z_1'(Z_2'+R_2)U_2' \end{pmatrix} = \underline{S} \cdot \begin{pmatrix} Z_2'(Z_1'-R_1)U_1' + Z_2' R_1 E' \\ Z_1'(Z_2'-R_2)U_2' \end{pmatrix} . \tag{A.6}$$

Führen wir in diese Gleichung unter Berücksichtigung von (A.1) und (A.2) die Transmittanzen S_{12} und S_{21} ein, so ergibt sich

$$\begin{pmatrix} 2Z_2'R_1 + Z_2'(Z_1'-R_1)S_{12} & -Z_1'(Z_2'-R_2)S_{12} \\ -Z_2'(Z_1'-R_1)S_{21} & 2Z_1'R_2 + Z_1'(Z_2'-R_2)S_{21} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1' \\ U_2' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_2'R_1(2-S_{12})E' \\ Z_2'R_1 S_{21} E' \end{pmatrix} .$$

Wir lösen diese Gleichung nach U_2' auf und erhalten schließlich

$$H'(j\omega) = \frac{U_2'}{E'} = \frac{R_1 \cdot Z_2' \cdot S_{21}}{2R_1R_2 + R_2(Z_1' - R_1)S_{12} + R_1(Z_2' - R_2)S_{21}} \quad . \tag{A.7}$$

Da wir die Empfindlichkeit von $|H(j\omega_i)|$ gegenüber α und β gemäß (2.1) berechnen wollen, bilden wir die Ableitungen von $H'(j\omega)$ nach S_{12} und S_{21}:

$$\frac{\partial H'(j\omega)}{\partial S_{12}} = - H'(j\omega)^2 \cdot R_2(1 - Z_1'/R_1)/(Z_2' S_{21}) \tag{A.8}$$

$$\frac{\partial H'(j\omega)}{\partial S_{21}} = \frac{H'(j\omega)}{S_{21}} \cdot \left(1 + \left(\frac{R_2}{Z_2'} - 1\right) \cdot H'(j\omega)\right) \quad . \tag{A.9}$$

Unter Verwendung von (A.1) und (A.2) leiten wir die Transmittanzen S_{12} und S_{21} nach α und β ab:

$$\frac{\partial S_{12}}{\partial \alpha} = \frac{S_{12}}{1+\alpha} \tag{A.10}$$

$$\frac{\partial S_{21}}{\partial \beta} = \frac{S_{21}}{1+\beta} \tag{A.11}$$

Betrachten wir nun Bild 2.6, welches die Beschaltung des LC-Filters wiedergibt. Die Spannungen E bzw. U_o sind proportional zu den Spannungen E' bzw. U_2' in Bild 2.5, so daß für $H(j\omega) = U_o/E$ folgendes gilt:

$$\frac{1}{H(j\omega)} \cdot \frac{\partial H(j\omega)}{\partial \alpha} = \frac{1}{H'(j\omega)} \cdot \frac{\partial H'(j\omega)}{\partial \alpha} \quad . \tag{A.12}$$

Wenn die Parameter α und β den Sollwert $\alpha=\beta=1$ haben und wir die Zelle N bei einer Frequenz $\omega=\omega_i$ betrachten, dann folgt aus der Symmetrie von N $S_{12} = S_{21}$ und $Z_1 = Z_2$ (vgl. (A.1) und (A.2)). Aus (A.4), (A.8), (A.10) und (A.12) ergibt sich

dann für $H_i = H(j\omega_i)$

$$\frac{1}{H_i} \cdot \frac{\partial H_i}{\partial \alpha}\bigg|_{\alpha=1} = \frac{R_2(1-Z_1'/R_1)\cdot H'(j\omega_i)}{2Z_2'} = \frac{R_2(1-Z_1'/R_1)}{4R'} \quad .$$

Da wir uns vornehmlich für den Betrag von H_i interessieren, brauchen wir nur den Realteil dieser Gleichung zu beachten, denn es gilt:

$$\frac{1}{|H_i|} \cdot \frac{\partial |H_i|}{\partial \alpha} = \frac{\partial \ln |H_i|}{\partial \alpha} = \mathrm{Re}\ \frac{\partial \ln H_i}{\partial \alpha} = \mathrm{Re}\ \frac{1}{H_i} \cdot \frac{\partial H_i}{\partial \alpha} \quad .$$

Die Empfindlichkeit ist also

$$S_\alpha^{|H_i|}\bigg|_{\alpha=1} = \frac{\alpha}{|H_i|} \cdot \frac{\partial |H_i|}{\partial \alpha}\bigg|_{\alpha=1} = \frac{R_2}{4}\cdot\left(\frac{1}{R'} - \frac{1}{R_1}\right) \quad .$$

Entsprechend ergeben (A.4), (A.9), (A.11) und (A.12)

$$\frac{1}{H_i} \cdot \frac{\partial H_i}{\partial \beta}\bigg|_{\beta=1} = \frac{1}{2}\cdot\left(1+\left(\frac{R_2}{Z_2'} - 1\right)\cdot H'(j\omega_i)\right) = \frac{1}{2} + \frac{R_2}{4R'} - \frac{Z_2'}{4R'} \quad .$$

Hieraus folgt

$$S_\beta^{|H_i|}\bigg|_{\beta=1} = \frac{\beta}{|H_i|} \cdot \frac{\partial |H_i|}{\partial \beta}\bigg|_{\beta=1} = \frac{1}{2} + \frac{R_2}{4}\cdot\left(\frac{1}{R'} - \frac{1}{R_2}\right) \quad .$$

Für die Wahl $R_1 = R_2 = R$ erhalten wir

$$S_\alpha^{|H_i|}\bigg|_{\alpha=1} = \frac{R-R'}{4R'} \qquad S_\beta^{|H_i|}\bigg|_{\beta=1} = \frac{1}{2} + S_\alpha^{|H_i|}\bigg|_{\alpha=1} \quad .$$

Anhang B

Zum Signal-Rausch-Verhältnis bei aktiven Filtern, die resistiv abgeschlossene LC-Filter nachbilden

Aus einem aktiven Filter greifen wir eine Teilschaltung N heraus, die sich mit hinreichender Genauigkeit als spannungsgesteuerte Spannungsquelle charakterisieren läßt (Bild 2.15). Es mag sich dabei etwa um einen Integrierer oder Differenzverstärker handeln. Das Eigenrauschen der Teilschaltung N soll durch eine äquivalente Spannung n(t) an ihrem Eingang mit einem Leistungsdichtespektrum N(ω) beschrieben werden. Das durch dieses Eigenrauschen am Filterausgang - d. h. an Tor 2 - hervorgerufene Rauschen habe eine Leistungsdichte $N_2(\omega)$, die durch eine Übertragungsfunktion $S_{23}(j\omega)$ wie folgt mit N(ω) verknüpft ist:

$$N_2(\omega) = |S_{23}(j\omega)|^2 \cdot N(\omega) \quad . \tag{B.1}$$

Die Übertragungsfunktion $A_N(j\omega)$ von N werde definiert durch

$$A_N(j\omega) = \frac{\partial E_4}{\partial U_3} \quad . \tag{B.2}$$

Zwischen $S_{23}(j\omega)$ und der Ableitung der Übertragungsfunktion H(jω) des Filters nach A_N besteht nun ein enger Zusammenhang. Wir charakterisieren zunächst die lineare Abhängigkeit der Spannungen U_2 und U_3 von den Quellenspannungen E und E_4 durch aussteuerungsunabhängige Koeffizienten A, B, C und D, wobei wir eine Beschaltung des Tores 4 mit einer unabhängigen Spannungsquelle E_4 zugrundelegen. Es gelte

$$U_2 = AE + BE_4 \qquad U_i = CE + DE_4 \quad . \tag{B.3}$$

Zur Berechnung von $S_{23}(j\omega)$ werde die Rauschspannungsquelle n(t) durch eine sinusförmige Quellenspannung E_n ersetzt, so daß für die Schaltung in Bild 2.15 gilt

$$E_4 = A_N \cdot (U_3 + E_n) \quad . \tag{B.4}$$

Dann erhalten wir

$$S_{23}(j\omega) = \left.\frac{U_2}{E_n}\right|_{E=0} = \frac{-B}{D-1/A_n} \quad . \tag{B.5}$$

Außerdem werde eine Funktion $S_{41}(j\omega)$ unter Verwendung von (B.3) und (B.4) berechnet:

$$S_{41}(j\omega) := \left.\frac{E_4}{E}\right|_{E_n\ 0} = \frac{-C}{D-1/A_N} \quad . \tag{B.6}$$

Definieren wir die Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ des Filters zu

$$H(j\omega) := \left.\frac{U_2}{E}\right|_{E_n\ 0} , \tag{B.7}$$

dann folgt wegen (B.3) und (B.6)

$$H(j\omega) = A - \frac{BC}{D-1/A_N} \quad . \tag{B.8}$$

Mit Hilfe von (B.5), (B.6) und (B.8) erhalten wir schließlich die Ableitung der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ nach A_N:

$$\frac{\partial H(j\omega)}{\partial 1/A_N} = \frac{-BC}{(D-1/A_N)^2} = -S_{23}S_{41} \Rightarrow \frac{\partial H(j\omega)}{\partial A_N} = S_{23}S_{41}/A_N^2 \quad . \tag{B.9}$$

Wird nun am Filtereingang eine sinusförmige Spannung der Frequenz ω_o angenommen, dann ergibt sich mit (B.1), (B.2) und (B.6) das Signal-Rausch-Verhältnis $\phi(\omega) = N_2(\omega)/|U_2|^2$ als

$$\phi(\omega) = \frac{N(\omega)\cdot|S_{23}(j\omega)|^2\cdot|S_{41}(j\omega_o)|^2}{|U_3|^2\cdot|A_N|^2\cdot|H(j\omega_o)|^2} \quad . \qquad (B.10)$$

Aus (2.20) und (B.7) sowie (B.9) erhalten wir

$$\left|\frac{\partial\Gamma(j\omega_o)}{\partial\ \ln\ A_N}\right|^2 = \frac{|A_N|^2}{|H(j\omega_o)|^2}\cdot\left|\frac{\partial H(j\omega_o)}{A_N}\right|^2 = \frac{|S_{23}(j\omega_o)|^2|S_{41}(j\omega_o)|^2}{|A_N|^2\cdot|H(j\omega_o)|^2} \quad . \qquad (B.11)$$

Setzen wir schließlich (B.11) in (B.10) ein, so finden wir

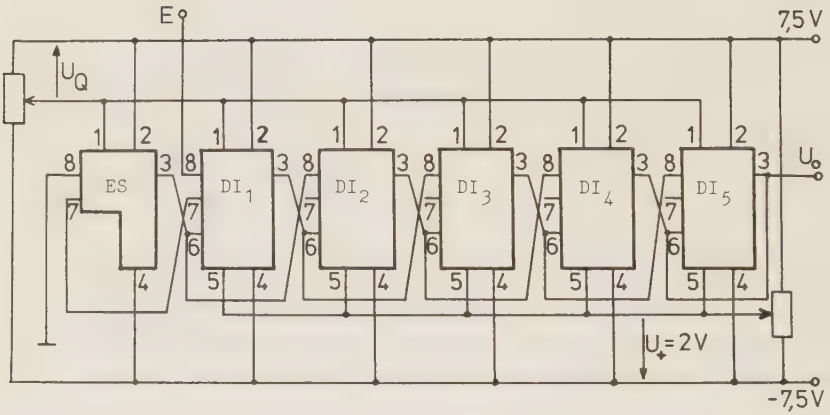
$$\phi(\omega) = \frac{N(\omega)}{|U_3|^2}\cdot\left|\frac{\partial\Gamma(j\omega_o)}{\partial\ \ln\ A_N}\right|^2\cdot|\alpha(j\omega)|^2 \quad ,$$

mit $\alpha(j\omega) = S_{23}(j\omega)/S_{23}(j\omega_o)$.

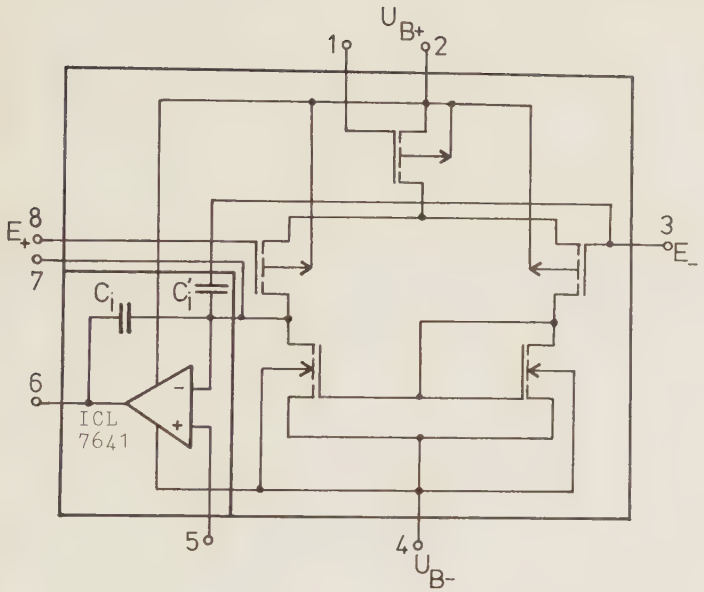
Hieraus folgt mit (2.20) und (B.7), daß eine geringe Empfindlichkeit von $|H(j\omega)|$ gegenüber A_N günstige Voraussetzungen für ein großes Signal-Rausch-Verhältnis schafft.

Anhang C

CMOS-Polynom-Tiefpaß für die in Kapitel 4.3 beschriebenen Messungen



Blockschaltbild des Filters
(Die Blöcke DI_i und ES sind auf der nächsten Seite dargestellt)



Oben: Block DI_i (Differenzintegrierer mit Eingangsstufe nach Bild 4.9)

Block ES: Eingangsstufe (wie Block DI_i, jedoch ohne Operationsverstärker und Kapazitäten C_i und C_i')

Kapazitätswerte in pF:

C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_1'	C_2'	C_3'	C_4'
1534	1479	2482	1490	1530	5,6	5,5	5,4	5,8

Die Kapazität C_5' taucht nicht gesondert auf, da sie in C_5 berücksichtigt werden konnte (Parallelschaltung).

Literaturverzeichnis

1) K.S. Tan, High-order continous time monolithic analog filters, Ph.D. Dissertation, Univ. California, Berkeley, 1978

2) K.S. Tan, P.R. Gray, Fully Integrated Analog Filters Using Bipolar-JFET Technology, pp. 814-821, IEEE SC-13, No.6, Dec. 1978

3) F.E.J. Girling, E.F. Good, Active Filters, 12. The Leapfrog or Active-Ladder Synthesis, pp. 314-345, Wireless World, 7/70

4) H. Wupper, Neuartige Realisierung RC-aktiver Filter mit geringer Empfindlichkeit, Habilitationsschrift, Ruhr-Universität Bochum, 1975

5) H. Wupper, K. Meerkötter, New Active Filter Synthesis Based on Scattering Parameters, pp. 594-602, IEEE, CAS-22, No.7, July 75

6) H. Wupper, Scattering Parameter Active Filters with Reduced Number of Active Elements, pp. 318-322, IEEE, CAS-23,May 76

7) A.G. Constantinides, I. Haritantis, Wave active filters, pp. 254-256, Elect. Lett., Vol. 11, No.12, June 1975

8) W. Sienko, K.E. Krüger, Über einige Eigenschaften des aktiven RC-Wellenfilters, Nachrichtentechnik-Elektronik 25 (1975), H.5, S.192-197

9) I. Haritantis, A.G. Constantinides, T. Deliyannis, Wave active filters, pp. 676-682, Proc. IEE, Vol. 123, No. 7, July 1976

10) P.O. Brackett, Circuits and Limitations of Wave Filters, IEEE Proc. 1976, ISCAS, pp. 69-72

11) I. Haritantis, T. Deliyannis, Wave Active Filters With Reduced Number of Operational Amplifiers, Proc. Int. Symp. on Measurement & Control, MECO' 78, Athens

12) I. Haritantis, T. Deliyannis, G. Alexiou, Wave Active Filters, Some Recent Results, Proc. Sixth Coll. on Microwave Communication, Budapest, 1978

13) H. G. Dimopoulos, A.G. Constantinides, Linear Transformation Active Filters, pp. 845-852, IEEE, CAS-25, Oct. 78

14) A,M. Ali, On the design of active filters by linear Transformations, pp. 36-39, IEEE, Proc. ISCAS, 1979

15) P.O. Brackett, A.S. Sedra, Direct SFG Simulation of LC Ladder Networks with Applications to Active Filter Design, IEEE, CAS-23, .Feb. 1976, pp. 61-67

16) G.J. Deboo, A novel integrator results by grounding its capacitor, Electron. Des., vol. 15, June 7, 1967

17) P.R. Geffe, RC-Amplifier Resonators for Active Filters, pp. 415-419, IEEE, CT-15, No. 4, Dec. 68

18) L.T. Bruton, Multiple-Amplifier RC-Active Filter Design with Emphasis on GIC Realisations, pp. 830-845, IEEE CAS-25, No. 10, Oct. 1978

19) F.E.J. Girling, E.F. Good, Active Filters, 13. Applications of the active ladder synthesis, pp. 445-450, Wireless World, 9/70

20) W. Schüssler, Die Darstellung von kopplungsfreien Abzweig-Schaltungen am Analogrechner, AEÜ 8/1960, Band 14, S. 327-334

21) W. Schüssler, Zur Darstellung von Abzweigschaltungen am Analogrechner, AEÜ 5/1961, Band 15, S. 215-226

22) H.J. Orchard, D.F. Sheahan, Inductorless bandpass filters, pp. 108-118, IEEE SC-5, 1970

23) A. Fettweis, On Noise Performance of Capacitor-Gyrator Filters, pp. 181-186, J.o. Circuit Th. & Appl., Vol. 2, 1974

24) G. Szentirmai, Synthesis of Muliple-Feedback Active Filters, Bell Syst. Tech. Journal 4/73, Vol. 52, pp. 537-555

25) K.R. Laker, M.S. Ghausi, J.J. Kelly, Minimum Sensitivity Active (Leapfrog) and Passive Ladder Bandpass Filters, IEEE, CAS-22, Aug. 75, pp. 670-677

26) E. Müller, Ein Verfahren zur Optimierung aktiver RC-Filter mit "Leap-Frog"-Struktur, S. 432-437, AEÜ, Bd. 33, 1979, Heft 11

27) E.G. Müller, Design of canonical Signal-Flow Graph active RC-Filters, pp. 30-33, IEEE, Proc. ISCAS, 1979

28) K. Martin, A.S. Sedra, Designing Leap-Frog and SFG Filters with Optimum Dynamic Range, Proc. IEEE, Aug. 77, pp. 1210-1211

29) E.A. Faulkner, J.B. Grimbleby, Active Filters and Gain-Bandwidth Product, pp. 549-550, Electronics Letters, Vol. 6, No. 17, 20. Aug. 70

30) P.W. Vogel, Method für Phase Correction in Active RC Circuits Using Two Integrators, Electronics Letters, 20.5.71, Vol. 7, No. 10, pp. 273-275

31) G.S. Moschytz, Gain-Sensitivity Product- A Figure of Merit for Hybrid-Integrated Filters Using Single operational Amplifiers, pp. 103-110, IEEE, SC-6, No. 3, June 1971

32) A. Budak, D.M. Petrela, Frequency Limitations of Active Filters Using Operational Amplifiers, pp. 322-328, IEEE, CT-19, No. 4, July 1972

33) D. Akerberg, K. Mossberg, A Versatile Active RC Building Block with Inherent Compensation for the Finite Bandwidth of the Amplifier, pp. 75-78, IEEE, CAS-21, Jan. 1974

34) K. Radhakrishna Rao, S. Srinivasan, Low-Sensitivity Active Filters Using the Operational Amplifier Pole, pp. 260-262, IEEE, CAS 21, No. 2, Mar. 74

35) L.T. Bruton, A.K.A. Salama, Frequency Limitations of Coupled Biquadratic Active Ladder-Structures, pp. 70-72, IEEE, SC-9, Apr. 74

36) R. Srinivasagopalan, G.O. Martens, A Comparison of a Class of Active Filters with Respect to the Operational-Amplifier Gain Bandwidth Product, pp. 377-381, IEEE, CAS-21, No. 3, May 74

37) P.R. Geffe, Exact Synthesis with Real Amplifiers, pp. 369-376, IEEE, CAS-21, No. 3, 5/74

38) A.S. Sedra, J.L. Espinoza, Sensitivity and Frequency Limitations of Biquadratic Active Filters, pp. 122-130, IEEE, CAS-22, No. 2, Feb. 75

39) P.O. Brackett, A.S. Sedra, Active Compensation for High Frequency Effects in Op-Amp Circuits with Applications to Active RC Filters, pp. 68-72, IEEE, CAS-23, Feb. 1976

40) J.A. Nossek, G. Götz, New High-Quality Second-Order Active Filters Using Only Two Operational Amplifiers, pp. 446-449, IEEE, Proc. ISCAS/76

41) R. Schaumann, On the Design of Active Filters Using Only Resistors and Voltage Amplifiers, S. 245-252, AEÜ, Bd. 30, H. 6, 76

42) G. Wilson, Compensation of Some Operational-Amplifier Based RC-Active Networks, pp. 443-446, IEEE, Cas-23, No. 7, 1976

43) M.A. Reddy, An Insensitive Active-RC Filter for High Q and High Frequencies, pp. 429-433, IEEE, CAS-23, No. 7, 1976

44) W. Möckel, Zur Realisierung von Integratorfilterschaltungen für höhere Polgüten oder -frequenzen, S. 301-304, Nachrichten-Elektronik 26 (1976), H. 8

45) P.E. Allen, W.J. Parrish, High Frequency Response of Inverting Integrators, pp. 545-547, IEEE, SC-11, Aug. 76

46) M. Biey, A. Premoli, High-Q Low-Cost RC Active Filters: The RIMF Section, pp. 35-41, IEEE, CAS-24, No. 1, Jan. 77

47) K. Martin, A.S. Sedra, On the Stability of the Phase-Lead Integrator, pp. 321-324, IEEE, CAS-24, 6/77

48) H. Wupper, Extending The Frequency Range of Some RC Active Filters, pp. 324-327, IEEE, Proc. ISCAS 1977

49) H.K. Kim, An active Biquadratic Building Block without external Capacitors, pp. 317-320, IEEE, Proc. ISCAS, 1977

50) M.A. Soderstrand, An Improved CMOS Active-R Filter, pp. 1204-1206, Proc. IEEE, Aug. 77

51) L. Brown, A.S. Sedra, New Multifunction Biquadratic Filter Circuit with Inherently Stable Q-Factor, pp. 719-721, Electronics Letters, 24.11.77, Vol. 13, No. 24

52) R. Nandi, Grounded-Capacitor Bandpass Filter Using The Operational-Amplifier Pole, pp. 713-715, Electronic Letters 24.11.77, Vol. 13, No. 24

53) N. Fliege, Broadbanding Techniques for RC-Active Filters with Two Operational Amplifiers, S. 289-292, ntz, Bd. 31 (1978), H.4

54) K. Singhal, J. Vlach, F. El-Turky, Sensitivity of Networks to Operational Amplifiers and Parasitic Elements, pp. 1074-1078, IEEE, Proc. ISCAS 78

55) A. Heszberger, W. Simonyi, The Gain-Sensitivity Vectors in Multiamplifier Active RC Biquads, pp. 1069-1073, IEEE, Proc. ISCAS 78

56) J. Gensel, Einflüsse der komplexen Verstärkung auf aktive Filter in MLF-Technik, S. 13-16, 23. Int. Wiss. Koll. Th. Ilmenau, 1978

57) E. Müller, Eine Methode zur Erweiterung des Frequenzbereichs von nichtinvertierenden Operationsverstärkerschaltungen, S. 265-268, Frequenz 32 (1978), 9

58) A.M. Soliman, M. Ismail, Novel Passive and Active Compensated Deboo Integrators, pp. 324-325, Proc. IEEE, Vol. 67, No. 2, Feb. 1979

59) A.M. Soliman, M. Ismail, Active Compensation of Opamps, pp. 112-117, IEEE, CAS-26, No. 2, Feb. 79

60) W. Kellner, Noninverting Integrators with improved High-Frequency Response, pp. 257-258, Electronics Letters, Vol. 15, No. 9, 26th April 1979

61) A.M. Soliman, Active Compensated Bandpass Filter with Reduced Sensitivity to Op Amp Gain Bandwidth Product, S. 149-151, Frequenz, 33 (1979), 5

62) M. Ismail, A.M. Soliman, A novel active Compensation Method of Op-Amp VCVS and weighted Summer Building Blocks, pp. 922-925, IEEE, Proc. ISCAS, 1979

63) A.M. Soliman, A Generalized Active Compensated Noninverting VCVS with Reduced Phase Error and Wide Bandwidth, pp. 963-965, Proc. IEEE, Vol. 67, No. 6, June 1979

64) A.M. Soliman, M. Ismail, On the Active Compensation of Noninverting Integrators, pp. 961-963, Proc. IEEE, Vol. 67, No. 6, June 1979

65) A.M. Soliman, Active Phase Compensation of Op Amp VCCS Structures, pp. 1451-1452, Proc. IEEE, Vol. 67, No. 10, Oct. 1979

66) A.M. Soliman, Novel Generalized Differential Integrator with Controlled Phase Lead, pp. 1449-1451, Proc. IEEE, Vol. 67, No. 10, Oct. 1979

67) A.M. Soliman, M. Ismail, Passive Compensation of Op-Amp VCVS and Weighted Summer Building Blocks, pp. 898-900, IEEE, CAS-26, No. 10, 1979

68) E. Müller, Der Einfluß einiger parasitärer Effekte auf die Eigenschaften mehrfach rückgekoppelter aktiver RC-Filterschaltungen, S. 57-62, ntz Archiv Bd. 2 (1980), Heft 3

69) A.M. Soliman, M. Ismail, A universal variable Phase 3-Port VCVS and its Application in Two-Integrator Loop Filters, pp. 83-86, Proc. ISCAS 1980, Houston

70) G.R. Bailey, R.L. Geiger, A new integrator with reduced Amplifier Dependence für Use in active RC-Filter Synthesis, pp. 87-90, IEEE, Proc. ISCAS 1980, Houston

71) R.L. Geiger, A. Budak, Design of active Filters independent of first and second Order Operational Amplifier Time Constants Effects, pp. 549-552, IEEE, Proc. ISCAS 1980, Houston

72) A.M. Davis, E.M. Moriarty, Predistortion Design of multiple Amplifier active Filters, pp. 545-548, IEEE, Proc. ISCAS 1980, Houston

73) J.E. Solomon, The Monolithic Op Amp: A Tutorial Study, pp. 314-332, IEEE, SC-9, No. 6, Dec. 74

74) G. Pfitzenmaier, Tabellenbuch Tiefpässe, Siemens AG, 1971

75) K. Soundararajan, K. Ramakrishna, Characteristics of Nonideal Operational Amplifiers, pp. 69-75, IEEE, CAS-21, No. 1, Jan. 1974

76) L.C. Thomas, The Biquad: Part I- Some Practical Design Considerations, Part II - A Multipurpose Active Filtering System, pp. 350-361, IEEE, CT-18, May 1971

77) D. Akerberg, K. Mossberg, Jämförande analys av met der för aktiv RC-syntes, Del IV. Högre ordningens net, Teknisk rapport nr 47 nov. 1973, Royal Institute of Technology, Stockholm

78) D.A. Hodges, P.R. Gray, R.W. Brodersen, Potential of MOS Technologies for Analog Integrated Circuits, pp. 285-294, IEEE, SC-13, No. 3, June 1978

79) G.M. Jacobs, D.J. Allstot, R.W. Brodersen, P.R. Gray, Design Considerations for MOS Switched Capacitor Ladder Filters, pp. 324-329, IEEE, Proc. ISCAS, 1978

80) E. Lüder, Integrierbare Filter in VLSI-Technik, S. 381-389, AEÜ, Bd. 32, (1978), Heft 10

81) D.J. Allstot, R.W. Brodersen, P.R. Gray, MOS Switched Capacitor Ladder Filters, pp. 806-814, IEEE, SC-13, No. 6, Dec. 1978

82) R.W. Brodersen, P.R. Gray, D.A. Hodges, MOS Switched-Capacitor Filters, pp. 61-75, Proc. IEEE, Vol. 67, Jan. 1979

83) A. Fettweis, Basic Principles of Switched-Capacitors Filters using Voltage Inverter Switches, S. 13-19, AEÜ 33, Jan. 1979

84) D. Herbst, B. Höfflinger, K. Schumacher, R. Schweer, A. Fettweis, K. Owenier, J. Pandel, MOS Switched-Capacitor Filters, IEEE, Int. Solid-State Circ. Conf., Feb. 79

85) A. Fettweis, Switched-Capacitor Filters Using Voltage Inverter Switches: Further Design Principles, S. 107-114, AEÜ 33, März 1979

86) J. Pandel, Sequential Voltage - Inversion Principle für Switched Capacitor Filters, pp. 399-400, El. Letters, 21.6.79, vol. 15, Nr. 13

87) B. Höfflinger (Hrsg.), Großintegration, Technologie - Entwurf - Systeme, R. Oldenbourg Verlag, 1978

88) Y.P. Tsividis, Design Considerations in Single Channel MOS Analog Integrated Circuits - A Tutorial, pp. 383-391, IEEE, SC-13, No. 3, June 78

89) K. Schumacher, Modellierung, Entwurf und Untersuchung von MOS-Operationsverstärkern für die Großintegration, Dissertation, Dortmund 1978

90) P.R. Gray, R.G. Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, John Wiley & Sons, 1978

91) J.E. Solomon, R.W. Russell, Transconductance reduction using multiple collector PNP transistors in an operational amplifier, U.S. Patent 3801923, Mar. 1974

92) P.R. Sallen, E.L. Key, A practical method of designing RC-active filters, IRE, CT-2, 1955, pp. 74-85

93) H.J. Orchard, Inductorless filters, pp. 224-225, Electronics Letters, vol. 2, June 1966

94) A. Antoniou, Realization of gyrators using operational amplifiers and their use in RC-active network synthesis, Proc. IEEE, vol. 116, Nov. 1969, pp. 1838-1850

95) K.R. Laker, Phase an Group Delay Sensitivities in Multiple Loop Feedback Bandpass Active Filters, pp. 1050-1055, Proc. ISCAS, 78

96) H.W. Bode, Network Analysis and Feedback Amplifier Design, D. van Nostrand Company Inc., Princeton, N.J., 1945

Herrn Prof. Dr. Wupper danke ich für seine Anregungen und sein förderndes Interesse an dieser Arbeit.

Herrn Prof. Dr. Fettweis und seinen Mitarbeitern am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der Ruhr-Universität Bochum sei für ihre Unterstützung gedankt, besonders Frau Genge, die die Zeichnungen anfertigte.

Für die Übernahme des Korreferats danke ich Herrn Prof. Dr. Dullenkopf.

Herrn Prof. Dr. Höfflinger und seinen Mitarbeitern am Lehrstuhl Bauelemente der Elektrotechnik der Universität Dortmund bin ich zu Dank verpflichtet, da sie meine Arbeit besonders durch die Herstellung und Überlassung von MOS-Schaltungen unterstützten.

Schließlich danke ich Frau Weiß für die Durchführung der Reinschrift.

L e b e n s l a u f

7. 1. 1951	geboren in Witten/Ruhr
1957 - 1961	Besuch der Volksschule
1961 - 1969	Besuch des Eichendorff-Gymnasiums (math.-naturwiss. Typ) in Koblenz
ab Okt. 1969	Studium der Elektrotechnik an der RWTH Aachen
April 1970 - Okt. 1971	Unterbrechung des Studiums zur Ableistung des Wehrdienstes
Okt. 1976	Abschluß der Diplom-Hauptprüfung, Fachrichtung Nachrichtentechnik
1. 1. 1977 - 30. 9. 1980	Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der Ruhr-Universität Bochum
seit 1. 10. 1980	Baureferendar in der Bundeswehrverwaltung